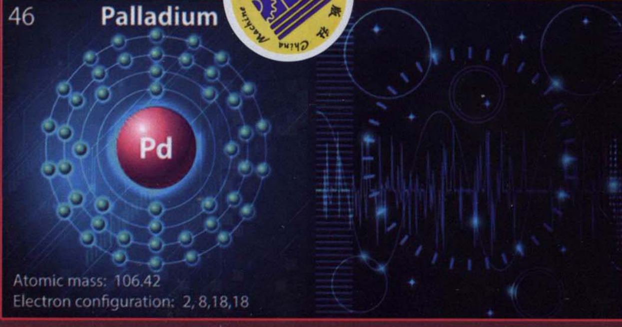
国际电气工程先进技术译丛

Springer

智能电网中的传导电磁干扰

Conducted Electromagnetic Interference (EMI) in Smart Grids

(波兰) Robert Smolenski 著
崔强 吕英华 叶畅 译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE Caliente.com

关于本书

本书讲述了特定的EMI传导现象和有效的滤波方法，以及当识别出这些干扰现象时如何进行处理的方法。本书首先概述了智能电网，紧接着讲述了减小EMI的专门方法以及将来发展的潜在途径，这些章节的内容包括：

- 潜在的系统业务；
- 给出了改变EMI频谱的方法；
- 干扰电压的补偿方法和实验结果的理论分析。

国际电气工程先进技术译丛

智能电网中的传导电磁干扰

（波兰）Robert Smolenski 著

崔　强　吕英华　叶　畅　译

机 械 工 业 出 版 社

本书详细地讲述了智能电网中的传导电磁干扰（Electromagnetic Interference，EMI）问题。作者通过很多实验和仿真，使读者更进一步地认识和理解智能电网中传导电磁干扰的形成机理、干扰源、测量方法、测量法规以及这些干扰源的抑制技术，并将其用于自己的设计实践。全书共分7章，内容包括智能电网中的电力电子接口，传导电磁干扰的标准化测量，智能电网中的传导电磁干扰问题，智能电网中EMI特性的改变，电力电子接口中干扰源的补偿，智能电网中的EMI测量程序以及对本书的总结。

本书可供智能电网中使用的电力电子产品的设计人员、电磁兼容工程师和系统集成的设计人员使用，也可作为高等学校工科电力和电子信息类专业研究生的参考教材。

Translation from English language edition：Conducted Electromagnetic Interference（EMI）in Smart Grids. By Robert Smolenski. ISBN：978-1-4471-2959-2

Copyrigh©2012 Springer London.

Springer London is a part of Springer Science + Business Media.

All Rights Reserved.

本书中文简体字版由 Springer 公司授权机械工业出版社独家出版，版权所有，侵权必究。

图字：01-2012-7575

图书在版编目（CIP）数据

智能电网中的传导电磁干扰/（波）斯莫林斯基（Smolenski，R.）著；崔强，吕英华，叶畅译. —北京：机械工业出版社，2013.12
（国际电气工程先进技术译丛）
书名原文：Conducted Electromagnetic Interference（EMI）in Smart Grids
ISBN 978-7-111-44326-1

Ⅰ.①智…　Ⅱ.①斯…②崔…③吕…④叶…　Ⅲ.①智能控制－电网－电磁干扰－研究　Ⅳ.①TM76②TM15

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2013）第241059号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码100037）
策划编辑：朱　林　责任编辑：朱　林
版式设计：霍永明　责任校对：张　媛
责任印制：乔　宇
北京机工印刷厂印刷（三河市南杨庄国丰装订厂装订）
2014年1月第1版第1次印刷
169mm×239mm · 10印张 · 192千字
0 001—3 000册
标准书号：ISBN 978-7-111-44326-1
定价：49.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：(010)88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：(010)68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：(010)88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：(010)88379203	**封面无防伪标均为盗版**

译 者 序

智能电网是电网技术发展的必然趋势。近年来，通信、计算机、自动化等技术在电网中得到广泛深入的应用，并与传统电力技术有机融合，极大地提升了电网的智能化水平。传感器技术与信息技术在电网中的应用，为系统状态分析和辅助决策提供了技术支持，使电网自愈成为可能。调度技术、自动化技术和柔性输电技术的成熟发展，为可再生能源和分布式电源的开发利用提供了基本保障。通信网络的完善和用户信息采集技术的推广应用，促进了电网与用户的双向互动。随着各种新技术的进一步发展和应用并与物理电网高度集成，智能电网应运而生。

智能电网中要使用大量的设备实现上述的业务，这些设备中使用的电力电子变换器、有源整流器、四象限变频器和 DC/DC 变换器，会产生严重的传导电磁干扰问题。因此，智能电网中的电磁兼容（EMC）问题是目前国际上学界研究的热点。由于其为全新的发展技术，这些 EMC 问题也是产品设计工程师急于要解决的问题。

Robert Smolenski 教授编著的《Conducted Electromagnetic Interference（EMI）in Smart Grids》一书，详细地讲述了智能电网中的传导电磁干扰问题。作者通过很多实验和仿真，使读者更进一步地认识和理解智能电网中传导电磁干扰的形成机理、干扰源、测量方法、测量法规以及这些干扰源的抑制技术，并将其用于自己的设计实践。全书共分 7 章，内容包括智能电网中的电力电子接口，传导电磁干扰的标准化测量，智能电网中的传导电磁干扰问题，智能电网中 EMI 特性的改变，电力电子接口中干扰源的补偿，智能电网中的 EMI 测量程序以及对本书的总结。

本书可供智能电网中使用的电力电子产品的设计人员、电磁兼容工程师和系统集成设计人员使用，也可作为高等学校工科电力和电子信息类专业研究生的参考教材。

参加本书翻译的有崔强博士、吕英华教授和叶畅工程师。崔强和吕英华共同完成了全部翻译稿的统稿和审校工作。在本书翻译的过程中，得到了本书的著者 Robert Smolenski 教授的帮助和支持，得到了机械工业出版社朱林编辑提出的许多修改建议，译者在此表示诚挚的感谢。此外，译者还要特别感谢机械工业出版社对我们的厚爱和信任，把本书交予我们翻译。由于译者水平有限，翻译时间紧，书中的不妥之处在所难免，敬请广大读者批评指正。

译　者

致　　谢

感谢电气工程学院同事们的帮助以及对本书的技术性建议。
尤其感谢 Grzegorz Benysek 教授和 Adam Kempski 教授。

引　言

由于电能易于远距离传输和易于转换为其他能量形式，因此，它已成为最方便和最有用的能量形式。但电能最大的缺点是不易存储，发电时就必须使用。要存储大量的电能，通常必须转换为其他能量形式，这将显著地降低电能的利用效率。电力系统通常被认为是迄今为止所建造的最大和最复杂的发电机，它能够不间断地向用户传输符合质量参数要求的电能。

传统集中供电式的电力传输系统——利用基于矿物燃料的化石类能源，当前正在转变成为一个现代的和分散的系统，在此系统中可再生能源正在起着今后也必将起着日益重要的作用。然而，可再生能源经常会由于能量流动方向上的动态稳定性、电压分布和电压变化等性能的下降而在电力传输系统中产生骚扰。系统变化产生的这些有害影响可通过电网技术以及能源和电网资源的有效柔性管理的发展而得到解决。上述提到的第二个要求构成了所谓的智能电网（Smart Grid，SG）的基本特点[9,11,33,35,41,42,45,51,57,64,104,106]。智能电网的原理假设消费者、供应商和生产者之间是互连的。这种注重实现终端用户要求的交互式网络的特征是高可靠性和控制的灵活性[40,48,54,74,79,82,84,96,99,103,105,115,86]。

当前，智能电网并没有严格规定的定义，此外，电力系统领域中的不同权威给出的智能电网概念也显著不同。智能电网的概念可参考以下这些机构给出的定义：European Union Smart，the US Department of Energy，UK Super-Gen，Electricite de France（Power-Strada），IBM，EPRI（IntelliGrid），General Electric，Hydro Quebec Automation[30,38,44,45,52,88,109]等。

根据研究文献，智能电网被规定为具有以下特殊性和特征的电力系统。

1）电网应允许可再生能源产生的大量能量的接入。为了实现假设的可再生能源高的占有水平，需要使用高级计量和控制技术（电网的自动化能够实现增加可靠性的孤岛运行）、能量存储装置和需求管理技术，例如，积极需求响应（Active Demand Response，ADR）[6,16,18,19,25,31,43,54,55,67,68,72,73,75,82,112]。

2）这种系统的典型特点是高质量的电能，同时消除了高次谐波、电压跌落、电压暂降、电压中断和相电压的不对称。系统中要求使用由系统运营商控制的电力电子装置，它们被安装在终端用户的电源中或者用于保护工业用户的单个敏感装置。此外，分布式能源的电力电子接口（Power Electronic Interfaces，PEI）作为功率调节器，能够提高电源质量（Power Quality，

PQ)[3-5,7,11-14,27,36,37,58,60,66,69,72,97,98,106,107]。

3）终端用户在智能电网中起着积极的作用，它们既是电能的消费者又是电能的生产者——即所谓的“生产消费者”(智能楼宇，智能城市)。电能生产和消费过程的管理，能够改善电压分布、电能生产和需求的本地平衡以及增加电能的分配效率[8,16,43,59,83,100,106,107,113]。

4）智能电网必须准备面对新的挑战，例如，电动车辆市场的发展。电网应能够让电动车辆作为电网的有源元件使用车辆的充电设施。大量的车辆电池被认为是容量非常大的能量存储装置，它们能增加电源的可靠性。装有双向电力电子变换器的电动车辆充电终端允许双向的能量流动，因此可以利用它们作为本地功率调节器（V2G 即车辆到电网技术)[5,13,14-16,29,31,32,34,49,71,81,83,92,100,110,114,121]。

通过利用智能电网技术，能够得到的主要优点有：

1）减少了二氧化碳的排放；

2）增加了分布式可再生发电的参与；

3）尽可能地减小过载情况时分布式发电的脱网过程；

4）调节峰值负载（减小最大能量需求)；

5）提高电源质量；

6）改善电压分布；

7）输电系统运营商（Transmission System Operator，TSO）和配电系统运营商（Distribution System Operator，DSO）之间的协作；

8）电力系统设施的高效管理和利用；

9）电力系统的协调恢复；

10）配电系统可以利用电动车辆的充电设施；

11）减小了输电损耗；

12）其他优点：电力系统设施更有效的管理和利用，能够灵活地适应电能市场的变化。

智能电网中这些优点的技术实现基于现代测量（智能计量)、控制系统以及电力电子变换器的应用。电力电子变换器能够改变电压电平和频率、相移、逆变和整流，提供智能电网中成功应用的不同业务[2,4,7,12,17,20,26,56,60,64,71,93,101,118]。

电力电子变换器在电力系统中执行规定的功能。一方面，它们与供电网相连，而另一方面，它们与负载或另一个供电网相连。这样的系统通常不是永久性的配置，能量转换方法可能根据经济和技术条件进行变化。

在含有电力电子变换器的系统中，根据信号的功率和频率，能量的实现过程会显著不同。作为有意过程（电功率的转换和控制过程）产生的有害影

响的电磁干扰（EMI），会出现在宽的频率范围内——从电源频率的谐波和间谐波一直到微处理器时钟的高次谐波。开关频率的增加会将主能量转换过程产生的高能量干扰转移到传导电磁干扰的频率范围（9kHz～30MHz）。

在使用的大多数电力电子器件中，功率晶体管通常作为快速的无触点开关。对于要实现的控制算法，开关单元的性能应接近理想开关，确保获得最小的开关损耗。另一方面，晶体管开关动作电压极快的上升和下降时间，其产生的大的 du/dt 会产生寄生耦合，从而导致高电平 EMI 电流的流动[23,24,28,50,61,63,70,76-78,89-91,102,111,119]。这就是为什么随着全控快速半导体电力装置的推广应用，在电力电子系统中出现了大量严重干扰发射问题的原因。目前，在电力电子变换器中使用的主要电力开关为绝缘栅双极型晶体管（IGBT），在频率较高的系统中使用的是金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）。参考文献［22，53，62，94，95］非常详细地研究了伴随晶体管开关的物理过程。进行这样分析的目的是优化控制电路的设计，减小开关损耗。从电磁兼容的角度，尤为重要的是理解在典型配置的功率电路中开关的动态特性，以及区分影响输出波形的形状和变化率的因素。

智能电网技术的广泛使用，给确保这些特定系统的电磁兼容性（EMC）带来了新的挑战。给电力系统提供智能电网业务时，通常要求使用敏感的智能计量设备[1,10,15,21,39,46-48,59,65,73,79,80,84,85,87,96,103,105,108,112,114,116,117,120]，它们会与产生高电平 EMI 的电力电子变换器相连。因此，这种集成和复杂的系统必须满足电源质量，电源端以及负载端传导电磁发射的有关法规要求，同时必须确保使用了控制和计量系统的电力电子变换器内部的 EMC。此外，由于大量电力电子变换器和控制装置典型地位于附近的系统中，为了确保智能电网系统的正确和可靠运行，必须考虑 EMC 标准中没有规定的但和 EMC 有关的特定问题。这些特定问题包括一组电力电子变换器产生的干扰源的叠加，变换器输入端和输出端的干扰流过远端的电路，变换器产生的干扰影响控制信号的传输等，为了确保系统的可靠性，对这些特定问题进行专门深入的分析很有必要。满足专门制定的 EMC 要求似乎是调节智能电网系统正确设计的关键和必要因素。

目的

在上述讨论的基础上，我们可以表明，本书的主要目的是讲述伴随智能电网技术的应用而出现的新的特殊传导 EMI，同时推荐了能够确保智能电网系统兼容性和可靠性的有效方法。

目的是描述与应用智能电网技术时产生的有害影响相关的传导 EMI，以及给出了有效专用的 EMI 滤波方法。为了实现这个目的，本书的第一部分讲述了 EMC 分析，从智能电网系统可靠性的角度来说，这些分析很重要，当

今与之相关的参考文献中并没有讲述这些内容，同时国际传导 EMI 标准也未予以包括。除了上述内容，还讲述了智能电网中普遍使用的单个电力电子变换器产生的 EMI 的测量结果和分析，干扰进入低压线和中压线的实验评估，一组电力电子变换器产生的叠加干扰的数学计算方法和实验结果，具有确定和随机调制的电力电子变换器产生的 EMI 对控制信号传输的影响，以及在智能电网的符合性评估中，EMC 标准化测量程序的局限性。

在第一部分讲述的背景信息的基础上，第二部分给出了特别建立的，用于减小 EMI 的专用方法。该部分讲述了典型的减小 EMI 的方法，这些方法通过改变 EMI 电流的路径阻抗特性，安装无源 EMI 滤波器和使用所谓的好的工程实践方法来减小 EMI。该部分同时讲述了通常忽略的这些技术对系统内部兼容性不同方面的有害影响。特别推荐应用于智能电网系统的更复杂方法，是采用有源或无源串联补偿电压干扰源，这种方法既能避免干扰流过更多的电路，又能避免干扰的叠加。

最后，本书的第三部分推荐采用 EMC 标准和使用时域测量用于智能电网兼容性的评估，同时给出了一些将来研究的可能方向。

当详细分析时，本书共分 7 章。

本书首先概述了智能电网的主要内容，智能电网系统中出现的传导 EMI 以及本书的整体特点。

第 1 章讲述了通过应用智能电网技术能够实现的系统业务，以及实现所规定的业务的装置其个体技术解决的建议，同时讲述了电力电子变换器作为接口能够从技术上实现系统控制任务的特殊作用。作为脉冲式电能变换产生的有害影响，在含有电力电子变换器的系统中会观察到高电平的传导 EMI。智能电网系统中典型使用的单个变换器被认为是 EMI 源。

第 2 章讲述了在标准化的电磁发射测量中使用的测量技术。从 EMC 分析的角度来说，很有必要理解使用装有精确检波器的超外差 EMI 接收机进行电磁发射测量的特殊性，尤其是在传导发射的频率范围。本章同时讲述了与智能电网系统密切相关的标准规范以及此领域内缺少的法规。

第 3 章主要讲述了与传导 EMI 有关的问题，尤其是与智能电网系统相关的。内容包括 EMI 电流路径中典型耦合阻抗特性的测量结果，电力电子接口产生的干扰的实验结果，低压网和中压网中干扰的流动，具有确定和随机调制的电力电子变换器产生的电磁干扰叠加的数学分析以及测量结果，以及智能电网中不满足电磁兼容性时产生的风险。

第 4 章讲述了通过改变 EMI 电流路径的阻抗频率特性以改变 EMI 频谱的方法。利用不同的滤波结构以及使用好的工程实践，能够有意地改变智能电网系统中的阻抗。

第5章讲述了补偿干扰电压的方法，该干扰电压产生了流动的干扰电流。推荐的这种补偿方法为最佳方法，既能避免以上提到的EMI电流流过多个电路，又能避免一组变换器产生的干扰的叠加。本章还讲述了在典型两电平电压源逆变器的输出端和多电平逆变器中干扰电压的有源和无源补偿方法，在这些情况中更易进行补偿。在原用于逆变器输入结构的补偿原理的基础上，研制出了新的专门用于以下智能电网电力电子接口的无源EMI电压补偿器：有源整流器、四象限变频器和DC/DC变换器。

考虑到实验结果和理论分析，第6章讲述了目前使用的测量程序的局限性，给出了修改频域的测量程序以及通过引入时域测量扩展研究范围的建议。

第7章总结了得到的结果并给出了下一步研究工作的建议。

参考文献

1. Adebisi B, Treytl A, Haidine A, Portnoy A, Shan R, Lund D, Pille H, Honary B (2011) IPcentric high rate narrowband PLC for smart grid applications. Commun Mag IEEE 49(12):46–54
2. Aggeler D, Biela J, Inoue S, Akagi H, Kolar J (2007) Bi-directional isolated DC–DC converter for next-generation power distribution—comparison of converters using Si and SiC devices. In: Power conversion conference—Nagoya, 2007 PCC'07, pp 510–517
3. Akagi H (2005a) Active harmonic filters. Proc IEEE 93(12):2128–2141
4. Akagi H (2005) The state-of-the-art of active filters for power conditioning. In: Power electronics and applications, 2005 European conference on, pp. 15-P. 15
5. Amjadi Z, Williamson SS (2011) Prototype design and controller implementation for a battery-ultracapacitor hybrid electric vehicle energy storage system. Smart Grid IEEE Trans (99):1
6. Arai J, Iba K, Funabashi T, Nakanishi Y, Koyanagi K, Yokoyama R (2008) Power electronics and its applications to renewable energy in Japan. Circuits Syst Mag IEEE 8(3):52–66
7. Babaei E, Kangarlu v (2011) A new scheme for multilevel inverter based dynamic voltage restorer. In: International conference on electrical machines and systems (ICEMS) 2011, pp 1–6
8. Bach B, Wilhelmer D, Palensky P (2010) Smart buildings, smart cities and governing innovation in the new millennium. In: 8th IEEE international conference on Industrial informatics (INDIN) 2010, pp 8–14
9. Beard C (2010) Smart Grids for Dummies. Wiley, New York
10. Bennett C, Highfill D (2008) Networking AMI Smart Meters. In: Proceedings of IEEE Energy 2030 Conference ENERGY 2008, pp 1–8
11. Benysek G (2007) Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems. Power systems. Springer, London
12. Benysek G (2009) Improvement in the efficiency of the distributed power systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):369–374

13. Benysek G, Jarnut M (2012) Electric vehicle charging infrastructure in Poland. Renew Sustain Energy Rev 16(1):320–328. doi:10.1016/j.rser.2011.07.158
14. Benysek G, Strzelecki R (2011) Modern power-electronics installations in the Polish electrical power network. Renew Sustain Energy Rev 15(1):236–251
15. Benzi F, Anglani N, Bassi E, Frosini L (2011) Electricity smart meters interfacing the households. Ind Electron IEEE Trans 58(10):4487–4494
16. Berthold F, Blunier B, Bouquain D, Williamson S, Miraoui A (2011) PHEV control strategy including vehicle to home (V2H) and home to vehicle (H2V) functionalities. In: 2011 IEEE vehicle power and propulsion conference (VPPC), pp 1–6, Sept 2011
17. Blaabjerg F, Chen Z (2006) Power electronics for modern wind turbines. Synthesis lectures on power electronics. Morgan & Claypool, San Rafael
18. Blaabjerg F, Iov F, Kerekes T, Teodorescu R (2010) Trends in power electronics and control of renewable energy systems. In: 14th International power electronics and motion control conference (EPE/PEMC 2010), pp K-1–K-19, Sept 2010
19. Blaabjerg F, Iov F, Terekes T, Teodorescu R, Ma K (2011) Power electronics—key technology for renewable energy systems. In: Power electronics, drive systems and technologies conference (PEDSTC) 2011 2nd, pp 445–466, Feb 2011
20. Boroyevich D, Cvetkovic I, Dong D, Burgos R, Wang F, Lee F (2010) Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: 2010 12th International conference on optimization of electrical and electronic equipment (OPTIM), pp 1369–1380, May 2010
21. Bose A (2010) Smart transmission grid applications and their supporting infrastructure. Smart Grid IEEE Trans 1(1):11–19
22. Busatto G, Abbate C, Iannuzzo F, Fratelli L, Cascone B, Giannini G (2005) EMI characterisation of high power IGBT modules for traction application. In: IEEE 36th power electronics specialists conference, PESC '05, 2005, pp 2180–2186, June 2005
23. Busse D, Erdman J, Kerkman R, Schlegel D, Skibinski G (1997) Bearing currents and their relationship to PWM drives. Power Electron IEEE Trans 12(2):243–252
24. Busse D, Erdman J, Kerkman R, Schlegel D, Skibinski G (1997) The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. Ind Appl IEEE Trans 33(2):567–576
25. Cacciato M, Consoli A, Crisafulli V (2009) Power converters for photovoltaic generation systems in smart grid applications. In: Power Electronics Conference 2009 COBEP '09 Brazilian, pp 26–31, Oct 2009
26. Calais M, Myrzik J, Spooner T, Agelidis V (2002) Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems—an overview. In: 2002 IEEE 33rd annual power electronics specialists conference PESC '02, vol 4, pp 1995–2000
27. Chowdary DD, Kumar GVN (2010) Mitigation of voltage sags in a distribution system due to three phase to ground fault using DVR. Indian J Eng Mater Sci 17(2):113–122
28. Christopoulos C (1992) Electromagnetic compatibility. I. General principles. Power Eng J 6(2):89–94
29. Crider J, Sudhoff S (2010) Reducing impact of pulsed power loads on microgrid power systems. Smart Grid IEEE Trans 1(3):270–277
30. de France E (EDF) Power-Strada. Electricite de France (EDF) Power-Strada
31. Deconinck G, Decroix B (2009) Smart metering tariff schemes combined with distributed energy resources. In: 2009 4th International conference on critical infrastructure, CRIS 2009, pp 1–8, April 2009

32. Du Y, Zhou X, Bai S, Lukic S, Huang A (2010) Review of non-isolated bi-directional DC–DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. In: 2010 Twentyfifth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC), pp 1145–1151, Febuary 2010
33. Ekanayake J, Jenkins N, Liyanage K, Wu J, Yokoyama A (2011) Smart grid: technology and applications. Wiley, Canada
34. El Chehaly M, Saadeh O, Martinez C, Joos G (2009) Advantages and applications of vehicle to grid mode of operation in plug-in hybrid electric vehicles. In: 2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC), pp 1–6, Oct 2009
35. Elsworth C (2010) The smart grid and electric power transmission, energy policies, politics and prices. Nova Science Publishers, Hauppauge
36. Emadi A (2009) Integrated power electronic converters and digital control. Power electronics and applications series. CRC Press/Taylor & Francis, San Francisco
37. Emadi A, Nasiri A, Bekiarov S (2005) Uninterruptible power supplies and active filters. Power electronics and applications series. CRC Press, San Francisco
38. EPRI. EPRI IntelliGridSM
39. Ericsson G (2010) Cyber security and power system communication—essential parts of a smart grid infrastructure. Power Deliv IEEE Trans 25(3):1501–1507, July 2010
40. Farhangi H (2010) The path of the smart grid. Power Energy Mag IEEE 8(1):18–28
41. Flick T, Morehouse J, Veltsos C (2010) Securing the smart grid: next generation power grid security. Elsevier, Amsterdam
42. Fox-Penner P (2010) Smart power: climate change, the smart grid, and the future of electric utilities. Island Press, Washington, DC
43. Gamauf T, Leber T, Pollhammer K, Kupzog F (2011) A generalized load management gateway coupling smart buildings to the grid. AFRICON 2011, pp 1–5
44. G. E. (GE). General Electric Smart Grid concept
45. Gellings C (2009) The smart grid: enabling energy efficiency and demand response. Fairmont Press, New York
46. Ginot N, Mannah M, Batard C, Machmoum M (2010) Application of power line communication for data transmission over PWM network. Smart Grid IEEE Trans 1(2):178–185
47. Gungor V, Lu B, Hancke G (2010) Opportunities and challenges of wireless sensor networks in smart grid. Ind Electron IEEE Trans 57(10):3557–3564
48. Gungor V, Sahin D, Kocak T, Ergut S, Buccella C, Cecati C, Hancke G (2011) Smart grid technologies: communication technologies and standards. Ind Inform IEEE Trans 7(4):529–539
49. Han S, Han S, Sezaki K (2010) Development of an optimal vehicle-to-grid aggregator for frequency regulation. Smart Grid IEEE Trans 1(1):65–72
50. Hanigovszki N, Landkildehus J, Spiazzi G, Blaabjerg F (2006) An EMC evaluation of the use of unshielded motor cables in AC adjustable speed drive applications. Power Electron IEEE Trans 21(1):273–281
51. Hertzog C (2011) Smart grid dictionary plus. Centage learning series in renewable energies. Cengage Learning, Stamford
52. IBM. IBMs Smart Grid concept (www.ibm.com/iibv)
53. Idir N, Bausiere R, Franchaud J (2006) Active gate voltage control of turn-on di/dt and turnoff dv/dt in insulated gate transistors. Power Electron IEEE Trans 21(4):849–855
54. Ipakchi A, Albuyeh F (2009) Grid of the future. Power Energy Mag IEEE 7(2):52–62

55. Iwanski G, Koczara W (2008) Autonomous power system for island or grid-connected wind turbines in distributed generation. Eur Trans Electr Power 18(7):658–673
56. Jalbrzykowski S, Citko T (2009) A bidirectional DC–DC converter for renewable energy systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):363–368
57. Kaplan S, Net T (2009) Smart grid: modernizing electric power transmission and distribution; energy independence, storage and security; energy independence and security act of 2007 (EISA); improving electrical grid efficiency, communication, reliability, and resiliency; integrating new and renewable energy sources. Government series. TheCapitol.Net
58. Karimi H, Nikkhajoei H, Iravani R (2008) Control of an electronically-coupled distributed resource unit subsequent to an islanding event. Power Deliv IEEE Trans 23(1):493–501
59. Kastner W, Neugschwandtner G, Soucek S, Newmann H (2005) Communication systems for building automation and control. Proc IEEE 93(6):1178–1203
60. Kazmierkowski MP, Jasinski M, Wrona G (2011) DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions. IEEE Trans Ind Inform 7(2):204–211
61. Kempski A (2005) Conducted electromagnetic emission in converter drives (in Polish), Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w ukladach napedow przeksztaltnikowych,. Monografie, T.5. Oficyna Wydaw. Uniwersytetu Zielonogorskiego, Zielona Gora
62. Kempski A, Smolenski R (2008) Method of selection of dv/dt for EMI current ringing attenuation. Electr Power Qual Util 14(2):19–24
63. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2002) Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. In: PESC'02: 2002 IEEE 33rd annual power electronics specialists conference, vols 1–4, conference proceedings, IEEE power electronics specialists conference records, pp 1551–1556, Carins, Australia, 23–27 June 2002
64. Keyhani A (2011) Design of smart power grid renewable energy systems. Wiley, New York
65. Kim S, Kwon EY, Kim M, Cheon JH, Ho Ju S, Hoon Lim Y, Seok Choi M (2011) A secure smart-metering protocol over power-line communication. Power Deliv IEEE Trans 26(4):2370–2379
66. Koczara W, Chlodnicki Z, Al-Khayat N, Brown NL (2008) Energy management and power flow of decoupled generation system for power conditioning of renewable energy sources. In 2008 13th International power electronics and motion control conference, vols 1–5, International power electronics and motion control conference EPE PEMC, pp 2150–2155. Poznan Univ, Fac elect Engn; Polish Soc Theoret & Appl Elect Engn, Poznan Sect, Poznan, Poland, 01–03 Sept 2008
67. Koczara W, Chlodnicki Z, Ernest E, Krasnodebski A, Seliga R, Brown NL, Kaminski B, Al-Tayie J (2008) Theory of the adjustable speed generation systems. Int J Comput Math Electr Electron Eng 27(5):1162–1177
68. Koczara W, Ernest E, Al-Khayat N, Seliga R, Al-Thayie (2004) A Smart and decoupled power electronic generation system. In: PESC '04: 2004 IEEE 35th annual power electronics specialists conference, vols 1–6, conference proceedings, IEEE power electronics specialists conference records, pp 1902–1907. IEEE Power Elect Soc; IEEE Joint IAS, PELS IES German chapter; Yaskawa; Mitsubishi Elect; GE, Aachen, Germany, 20–25 June 2004
69. Koczara W, Iwanski G, Chlodnicki Z (2009) Adjustable speed generation system for wind turbine power quality improvement. In IECON: 2009 35th Annual conference of IEEE industrial electronics, vols 1–6, pp 4318–4322. IEEE Ind Elect Soc, 2009. 35th Annual conference of the IEEE-Industrial-Electronics-Society (IECON 2009), Porto, Portugal, 03–05 November 2009
70. Koyama Y, Tanaka M, Akagi H (2010) Modeling and analysis for simulation of commonmode noises produced by an inverter-driven air conditioner. In: 2010 International power electronics

conference (IPEC), pp 2877–2883, June 2010

71. Kurohane K, Senjyu T, Yona A, Urasaki N, Goya T, Funabashi T (2010) A hybrid smart AC/DC power system. Smart Grid IEEE Trans 1(2):199–204
72. Laaksonen H (2010) Protection principles for future microgrids. Power Electron IEEE Trans 25(12):2910–2918
73. Lee P, Lai L (2009) A practical approach of smart metering in remote monitoring of renewable energy applications. In: 2009 IEEE Power and Energy Society General Meeting PES '09. IEEE, pp 1–4, July 2009
74. Li F, Qiao W, Sun H, Wan H, Wang J, Xia Y, Xu Z, Zhang P (2010) Smart transmission grid: vision and framework. Smart Grid IEEE Trans 1(2):168–177
75. Liserre M, Sauter T, Hung J (2010) Future energy systems: integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. Ind Electron Mag IEEE 4(1):18–37
76. Luszcz J (2009) Motor cable as an origin of supplementary conducted EMI emission of ASD. In: 13th European conference on power electronics and applications, 2009 (EPE '09), pp 1–7, Sept 2009
77. Luszcz J (2011) Broadband modeling of motor cable impact on common mode currents in VFD. In: 2011 IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE), pp 538–543, June 2011
78. Luszcz J (2011) Modeling of common mode currents induced by motor cable in converter fed AC motor drives. In: 2011 IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 459–464, August 2011
79. Metke A, Ekl R (2010) Security technology for smart grid networks. Smart Grid IEEE Trans 1(1):99–107
80. Mohagheghi S, Stoupis J, Wang Z (2009) Communication protocols and networks for power systems-current status and future trends. In: 2009 IEEE PES power systems conference and exposition PSCE '09, pp 1–9, March 2009
81. Mohsenian-Rad A-H, Leon-Garcia A (2010) Optimal residential load control with price prediction in real-time electricity pricing environments. Smart Grid IEEE Trans 1(2):120–133
82. Molderink A, Bakker V, Bosman M, Hurink J, Smit G (2010) Management and control of domestic smart grid technology. Smart Grid IEEE Trans 1(2):109–119
83. Morvaj B, Lugaric L, Krajcar S (2011) Demonstrating smart buildings and smart grid features in a smart energy city. In: 2011 3rd International youth conference on Energetics (IYCE), pp 1–8, July 2011
84. Moslehi K, Kumar R (2010) A Reliability perspective of the smart grid. Smart Grid IEEE Trans 1(1):57–64
85. The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc (2010) IEEE draft standard for broadband over power line networks: medium access control and physical layer specifications. IEEE P1901/D4.01, pp 1–1589, July 2010
86. The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc (2011) IEEE draft guide for smart grid interoperability of energy technology and information technology operation with the electric power system (EPS), and end-use applications and loads. IEEE P2030/D5.0, pp 1–126, Febuary 2011
87. The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc (2011) IEEE standard for power line communication equipment—electromagnetic compatibility (EMC) requirements—testing and measurement methods. IEEE Std 1775–2010, pp 1–66
88. T. U. D. of Energy (DOE) National Energy Technology Laboratory (NETL). The Modern Grid Strategy (MGS)

89. Ogasawara S, Akagi H (1996) Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems. Ind Appl IEEE Trans 32(5):1105–1114
90. Ogasawara S, Akagi H (2000) Analysis and reduction of EMI conducted by a PWM inverterfed AC motor drive system having long power cables. In: 2000 IEEE 31st annual power electronics specialists conference PESC 00, vol 2, pp 928–933
91. Paul C, Mcknight J (1979) Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires-part II: a simplified low-frequency prediction model. Electromagn compat IEEE Trans EMC-21(2): 105–114, May 1979
92. Putrus G, Suwanapingkarl P, Johnston D, Bentley E, Narayana M (2009) Impact of electric vehicles on power distribution networks. In: Vehicle power and propulsion conference, 2009. VPPC '09. IEEE, pp 827–831, Sept 2009
93. Qian W, Cha H, Peng F, Tolbert L (2011) A 55-kW variable 3X DC–DC converter for plug-in hybrid electric vehicles. Power Electron IEEE Trans PP(99):1
94. Ramamurthy A, Sawant S, Baliga B (1999) Modeling the [dV/dt] of the IGBT during inductive turn off. Power Electron IEEE Trans 14(4):601–606
95. Rasmussen T (2005) Active gate driver for dv/dt control and active voltage clamping in an IGBT stack. In: 2005 European conference on power electronics and applications
96. Rogers K, Klump R, Khurana H, Aquino-Lugo A, Overbye T (2010) An authenticated control framework for distributed voltage support on the smart grid. Smart Grid IEEE Trans 1(1):40–47
97. Roncero-Sanchez P, Acha E, Ortega-Calderon JE, Feliu V, Garcia-Cerrada A (2009) A versatile control scheme for a dynamic voltage restorer for power-quality improvement. IEEE Trans Power Deliv 24(1):277–284
98. Rothenhagen K, Jasinski M, Kazmierkowski MP (2008) Grid connection of multi-megawatt clean wave energy power plant under weak grid condition. In: 2008 13th International power electronics and motion control conference, vols 1–5, International power electronics and motion control conference EPE PEMC, pp 1904–1910. Poznan Univ, Fac elect Engn; Polish Soc Theoret & Appl Elect Engn, Poznan Sect, Poznan, Poland, 01–03 Sept 2008
99. Russell B, Benner C (2010) Intelligent systems for improved reliability and failure diagnosis in distribution systems. Smart Grid IEEE Trans 1(1):48–56
100. Saber A, Venayagamoorthy G (2011) Plug-in vehicles and renewable energy sources for cost and emission reductions. Ind Electron IEEE Trans 58(4):1229–1238
101. Schulz D (2009) Improved grid integration of wind energy systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):311–315
102. Skibinski G, Kerkman R, Schlegel D EMI emissions of modern PWM AC drives. Ind Appl Mag IEEE 5(6):47–80
103. Sood V, Fischer D, Eklund J, Brown T (2009) Developing a communication infrastructure for the smart grid. In: 2009 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), pp 1–7, Oct 2009
104. Sorebo G, Echols M (2011) Smart grid security: an end-to-end view of security in the new electrical grid. Taylor & Francis, New York
105. Srinivasa Prasanna G, Lakshmi A, Sumanth S, Simha V, Bapat J, Koomullil G (2009) Data communication over the smart grid. In: 2009 IEEE international symposium on power line communications and its applications ISPLC, pp 273–279, April 2009
106. Strzelecki R, Benysek G (2008) Power electronics in smart electrical energy networks. Power systems. Springer, London
107. Strzelecki R, Jarnut M, Kot E, Kempski A, Benysek G (2003) Multilevel voltage source power

quality conditioner. In: PESC'03: 2003 IEEE 34th annual power electronics specialist conference, vols 1–4, conference proceedings, IEEE power electronics specialists conference records, pp 1043–1048. Acapulco, Mexico, 15–19, June 2003

108. Sui H, W.-J. Lee (2011) An AMI based measurement and control system in smart distribution grid. In: 2011 IEEE industrial and commercial power systems technical conference (ICPS), pp 1–5, May 2011
109. SuperGen U UK SuperGen Initiative
110. Tan N, Abe T, Akagi H (2011) Design and performance of a bidirectional isolated DC–DC converter for a battery energy storage system. Power Electron IEEE Trans PP(99):1
111. Tihanyi L (1995) Electromagnetic compatibility in power electronics. Oxford science publication. IEEE Press, Oxford
112. Timbus A, Larsson M, Yuen C (2009) Active management of distributed energy resources using standardized communications and modern information technologies. Ind Electron IEEE Trans 56(10):4029–4037
113. Vazquez S, Lukic S, Galvan E, Franquelo L, Carrasco J (2010) Energy storage systems for transport and grid applications. Ind Electron IEEE Trans 57(12):3881–3895
114. Vojdani A (2008) Smart integration. Power Energy Mag IEEE 6(6):71–79
115. Wang J, Huang A, Sung W, Liu Y, Baliga B (2009) Smart grid technologies. Ind Electron Mag IEEE 3(2):16–23
116. Wang X, Yi P (2011) Security framework for wireless communications in smart distribution grid. Smart Grid IEEE Trans 2(4):809–818
117. Wang Y, Li W, Lu J (2010) Reliability analysis of wide-area measurement system. Power Deliv IEEE Trans 25(3):1483–1491
118. Wasiak I, Hanzelka Z (2009) Integration of distributed energy sources with electrical power grid. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):297–309
119. Williams T, Armstrong K (1999) EMC for systems and installations. Newnes, Wolgan Valley
120. Yu Q, Johnson R (2011) Integration of wireless communications with modernized power grids: EMI impacts and considerations. In: 2011 IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 329–334, August 2011
121. Zhou X, Wang G, Lukic S, Bhattacharya S, Huang A (2009) Multi-function bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application. In: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009 (ECCE 2009), pp 3930–3936, Sept 2009

目　　录

译者序
致谢
引言
第 1 章　智能电网中的电力电子接口 …… 1
1.1　智能电网概述 …… 1
1.2　智能电网中电力电子变换器的作用 …… 3
1.3　作为传导 EMI 源的电力电子变换器 …… 8
参考文献 …… 14
第 2 章　传导电磁干扰的标准化测量 …… 21
2.1　超外差式电磁干扰接收机 …… 21
2.1.1　测量选择性 …… 22
2.1.2　测量检波器 …… 24
2.2　线路阻抗稳定网络 …… 26
2.3　系统和设备的 EMC 法规要求 …… 27
参考文献 …… 30
第 3 章　智能电网中的传导电磁干扰问题 …… 32
3.1　低压和中压电网中干扰的流动 …… 32
3.2　电力电子变换器产生的干扰的叠加 …… 41
3.2.1　一组具有确定和随机调制的变换器产生的传导 EMI …… 41
3.2.2　叠加干扰基于 Pearson 随机游走的数学模型 …… 53
3.3　智能电网中与电磁兼容有关的危害 …… 60
参考文献 …… 65
第 4 章　智能电网中 EMI 特性的改变 …… 67
4.1　无源 EMI 滤波器 …… 67
4.2　智能电网中好的工程实践 …… 81
参考文献 …… 83
第 5 章　电力电子接口中干扰源的补偿 …… 85
5.1　逆变器的共模补偿器 …… 85
5.2　多电平逆变器中的共模电压补偿 …… 93
5.3　用于有源整流器的共模补偿器 …… 107
5.4　四象限变频器中的共模电压补偿 …… 114
5.5　用于 DC/DC 变换器的共模补偿器 …… 119
参考文献 …… 124

第 6 章　智能电网中的 EMI 测量程序 …… *128*
6.1　频域测量 …… *128*
6.2　时域测量 …… *128*
参考文献 …… *129*
第 7 章　结论 …… *131*
7.1　结果的总结 …… *131*
7.2　将来的研究工作 …… *133*
参考文献 …… *134*
附录　基本参数 …… *135*
术语 …… *137*
缩略语 …… *141*

第 1 章　智能电网中的电力电子接口

1.1　智能电网概述

智能电网业务与许多特定的构想和技术紧密相关[34-38,43,44,46,51,52,67,112,122]。作为例证，下面列出其中一些。

智能消费者：利用专门开发的控制管理系统积极地参与能源市场的终端用户，即所谓的生产消费者。生产消费者既是能源的生产者，又是能源的消费者。由于能源和能源需求（积极需求响应，ADR）的主动式管理，这能提高能源的利用效率。

发电：由分布式/可再生能源（风力发电机、光伏电板、热电联产块）和电网运营商管理的电力电子接口组成的系统。在这种情况中，电力电子接口作为能源和电网之间的耦合器，此外，它们还应作为本地功率调节器。本地功率调节器保护消费者不会受到电网产生的与电源质量（PQ）有关的低频干扰以及保护电网不会受到终端用户引起的低频（LF）骚扰。这些提供现场发电和调节的技术的开发考虑了：增加能量传输的可靠性［发电系统可相当于一个不间断电源（Uninterruptible Power Supply，UPS）］；提高电源质量；由于电网运营商层面上的能源供应的管理，因此提高了电网运行的稳定性。

车辆到家庭（V2H）：利用双向电力电子变换器作为电动车辆的电池和建筑物的设备之间的接口，能够实现能量双向流动的技术[16,128]。接口既作为双向耦合器，又作为提高电源质量和能量供应可靠性的功率调节器。

智能楼宇，智能城市：在智能消费者层面上应用其他技术的系统也应同时列出，例如能量管理系统（Energy Management System，EMS）和楼宇管理系统（Building Management System，BMS）。通常，这些系统通过能量利用的优化，能够实现物体中或区域中能量的经济消耗。这些系统的互连形成了智能楼宇和智能城市，它们是智能电网不可分割的部分[9,22,28,45,58,85,97]。

智能计量和智能处理：覆盖智能电网中每一点的可靠和安全（抗干扰和阻止非授权的接入）的通信基础设施，连接智能电网中的所有单元[1,6,11,15,29,40,47,48,68,76,83,118]。

智能配电网：连接大量控制、保护、监测和自动化设备的电网[117,123]。目前，大多数的配电网单元没有安装通信系统——它们大多数是独立工作的设备，与系统其他部分的交互很少。因此，智能计量和智能处理技术的应用能为系统的运营商提供有用的信息和控制的可行性，能够减少故障率，尽可能地减少电

源故障的持续时间和降低维护成本。

配电管理系统（Distribution Management System，DMS）[102,106]：利用DMS技术可得到：

1）由于使用了损坏定位的高级算法和电网重新配置的自动规划程序，能够减少失效的次数和持续时间。

2）由于监测的改善，尽可能地减少了损耗。

3）通过分布式发电和能量需求的管理，优化了电网资源的利用。

4）由于电网基础设施的在线监测，降低了维护成本。

智能接入：能为小功率和中功率的分布式能源、电动车和能量存储装置提供有效和大规模连接，但不会损坏配电网运行条件的技术，实际上，这种技术能为配电网提供辅助业务[120]。

分布式的高压直流（D-HVDC）：基于电力电子变换器的直流输电系统，在配电网级，电力电子变换器作为分布电源（例如近海和陆上的风电场）和电网之间的接口。通过简单地调节输出功率和提供辅助业务，例如无功功率的存储、电源质量的提高、电压分布的改善、动态稳定性的改善，增加电源的可靠性，这种配置能够尽可能地减小分布电源对电力系统的有害影响[12,21,26,53,74,84,113]。

分布式的能量存储（Distributed Energy Storage，DES）：这些装置通过电力电子变换器连接到系统进行能量存储[119]。在DES系统中使用的大多数公共技术为：

飞轮：专用于短时间内非常大能量快速交换的旋转体[99]。

超导磁蓄能（Superconducting Magnetic Energy Storage，SMES）：用于保护终端用户不会受到电压跌落和暂降的设备。由于超导性，这些装置允许快速的能量注入[2]。

超级电容器：由于小的内部阻抗能够进行快速能量注入和提供大量充电/放电循环的系统。

蓄电池，压缩空气，燃料电池：设计用来存储大量能量，然后慢慢注入电网的系统。

电力电子变换器和能量存储装置组成的这种配置能够实现电网中有功功率的平衡。这种配置的优点有：

1）免受浪涌过载的影响，浪涌过载会引起电压的跌落和暂降；

2）峰值负载的调节；

3）有功功率的本地平衡；

4）增加了能量供应的可靠性。

特别建议非常依赖分布式发电和负载变化很大的电源系统利用这些类型的智能电网解决办法。

分布式抽水蓄能电站（D-PSH）：利用抽水蓄能电站概念的能量存储可用于

本地电能的平衡。蓄水池和尾水池的建设通常利用自然的地形，例如，被开采过的露天矿[112]。

分布式柔性交流输电系统（D-FACTS）：能够调节电网参数的电力电子系统。使用这种类型的系统能够补偿无功功率、调节电压、提高动态稳定性和补偿非有功功率电流分量（谐波的补偿、负载的对称）。对于由 D-FACTS 组成的系统，当附加能量存储装置（例如分布式的飞轮、分布式的超导磁蓄能、分布式的超级电容器）时，能够进一步地增加其功能。扩展的 D-FACTS 配置能够消除对有功功率的不利影响（有功功率的动态平衡）：峰值负载调节，补偿浪涌过载，提高整个范围内的动态稳定性，改善电压分布。这些系统的使用尤其有助于消除/减小中功率和大功率的分布源对电力系统的影响[32,53,82,112,127]。

车辆到电网（V2G）：通过应用电力电子变换器使得电网和电动车的电池之间进行单向和双向的能量流动就可以实现这种技术[98]。双向的能量流动需要使用工作在要求的四象限中的电力电子变换器。利用装有能够与分布式系统运营商进行通信的接口的系统可以实现：

1）增加电能供应的可靠性（工作在终端用户家中的不间断电源（V2H））；

2）提高电源质量（变换器作为终端用户级的功率调节器）；

3）可再生能源的接入（充电终端可附加作为不同可再生能源的电力电子接口）；

4）电能的本地平衡；

5）提高电能配电的效率。

1.2　智能电网中电力电子变换器的作用

通常，在智能电网系统中，电力电子变换器用作可再生能源和电网或者电网之间的接口[7,8,14,19,39,41,42,57,60,62,77,91,101]，目的是：

1）匹配分布源与电力线或本地终端用户的参数和耦合，控制使用这些源的电能消耗；

2）匹配能量存储与电力线的参数和耦合，控制存储系统和电力线之间的能量交换；

3）除了提高电源质量，还可以补偿供电电压的暂降和上升，不对称和失真，以及补偿负载电流的失真，不对称和相移[3,4,13,100,114,116,126]，如图 1.1 所示。

智能电网中电力电子结构的作用是利用电力电子变换器提供的电能参数的柔性调节。这种变换可能涉及：交流的整流、直流的逆变、直流电压电平、频率、相移、交流电压和电流的幅值和有效值、电源电压谐波和电流谐波分量的补偿。

这些设施体现了提供智能电网业务的电力电子变换器的不同用途。智能电

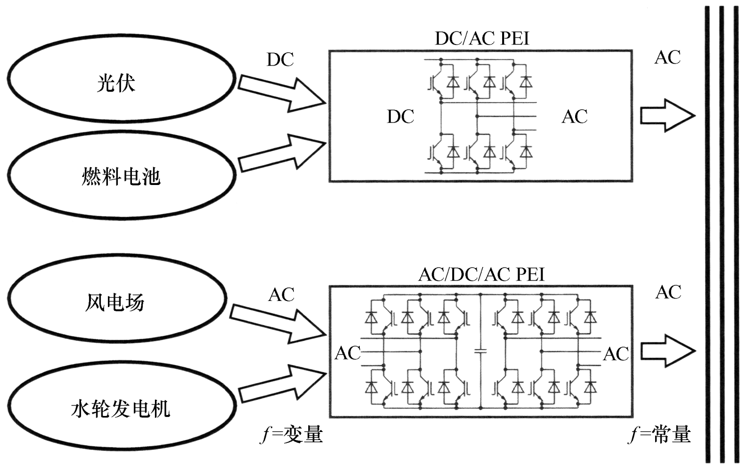


图 1.1 交流发电系统中的电力电子接口

网中使用的电力电子变换器可以分为输电系统或配电系统。电能的输送基本上利用两种互补的结构，即用于直接系统控制的柔性交流输电系统和转换为直流的高压直流[30-32,53,82,109,110]。图 1.2 和图 1.3 示出了这些装置应用时的整体差异。

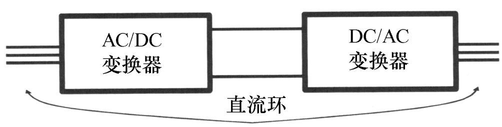


图 1.2 直流输电系统中的电力电子接口

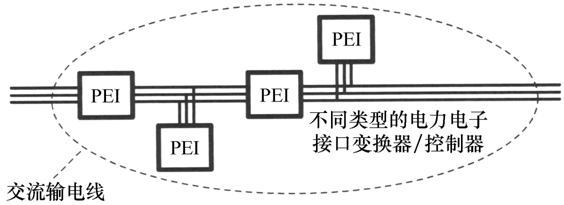


图 1.3 交流输电系统中的电力电子接口

图 1.4 例证了电力电子接口使用在不同功率等级的区域。下面给出了应用基本类型的变换器提供智能电网业务的例子，但限于：提高能量质量的网络耦合器和设备[3,4,37,63,75,115,116]；风力发电设备；能量存储和低压源。

风力发电。智能电网中使用电力电子接口的熟知领域为风力发电设备[18,20,51,61,71,103,105,122,124]。使用电力电子接口的目的是在不同风力条件下定位同步和异步电动机在再生制动象限中的工作点，例如最大功率点跟踪（Maximum Power Point Tracking，MPPT）算法能够实现可用风能的全部利用[78]。在风力发电设备中使用具有特殊设计控制算法的电力电子接口有助于避免风电的脉动传输给电源网络。电力电子接口与多极同步电动机和永磁同步电动机的连接可以

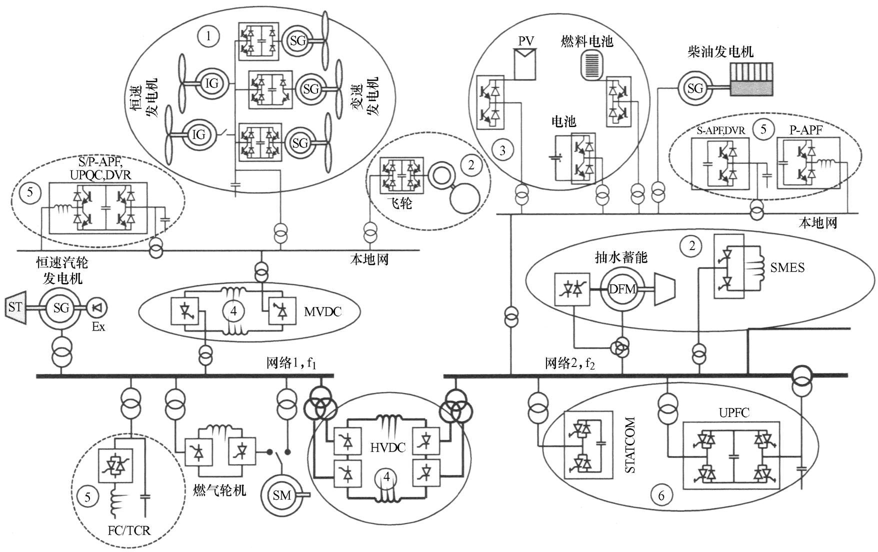


图 1.4　智能电网中电力电子接口的典型应用

1—风力发电机　2—能量存储　3—来自低压源的供电系统　4—网络耦合器

5—提高能量质量的装置　6—控制能量传送的装置

去掉机械的输电系统，这可以增加涡轮机的可靠性。图 1.5 示出了普遍使用的具有电力电子接口结构的风力涡轮电动机的类型。

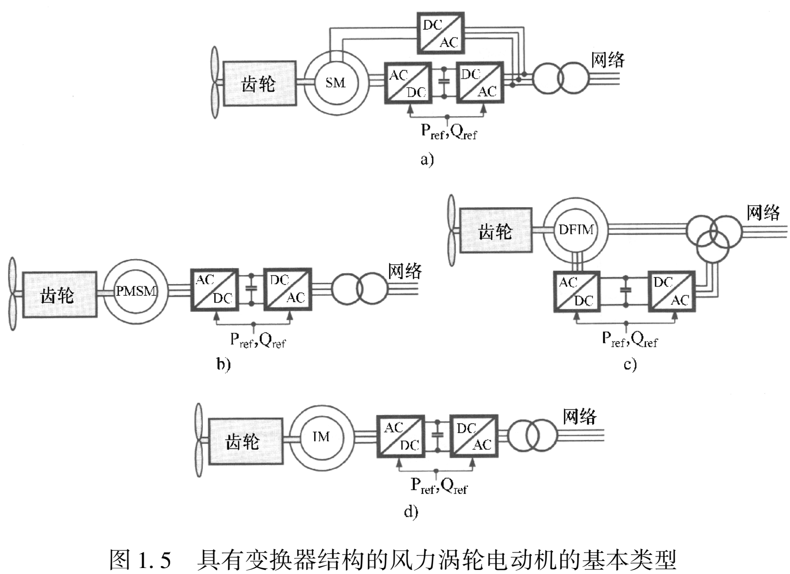


图 1.5　具有变换器结构的风力涡轮电动机的基本类型

a）具有干线 AC/DC/AC 变换器和 AC/DC 激励器的同步电动机　b）永磁同步电动机和 AC/DC/AC 线路变换器　c）转子电路中具有 AC/DC/AC 变换器的双馈电动机

d）感应电动机和 AC/DC/AC 干线变换器

风电场也能提供智能电网业务。图 1.6 示出了风力涡轮和电动机的典型连接。如图 1.6a 所示的结构，由分布式静止同步补偿器（D-STATCOM）或静止无功补偿器（SVC）组成[13,53,112,127]，提供无功功率给电动机和改善网络中的电压分布。然而，我们不能单独地控制涡轮的功率以及控制涡轮之间流通的功率，也不能消除与风力发电有关的功率脉冲。使用图 1.6b 所示的 AC/DC/AC 变换器，不仅能控制无功功率和网络的电压分布，也能直接控制供给网络的有功功

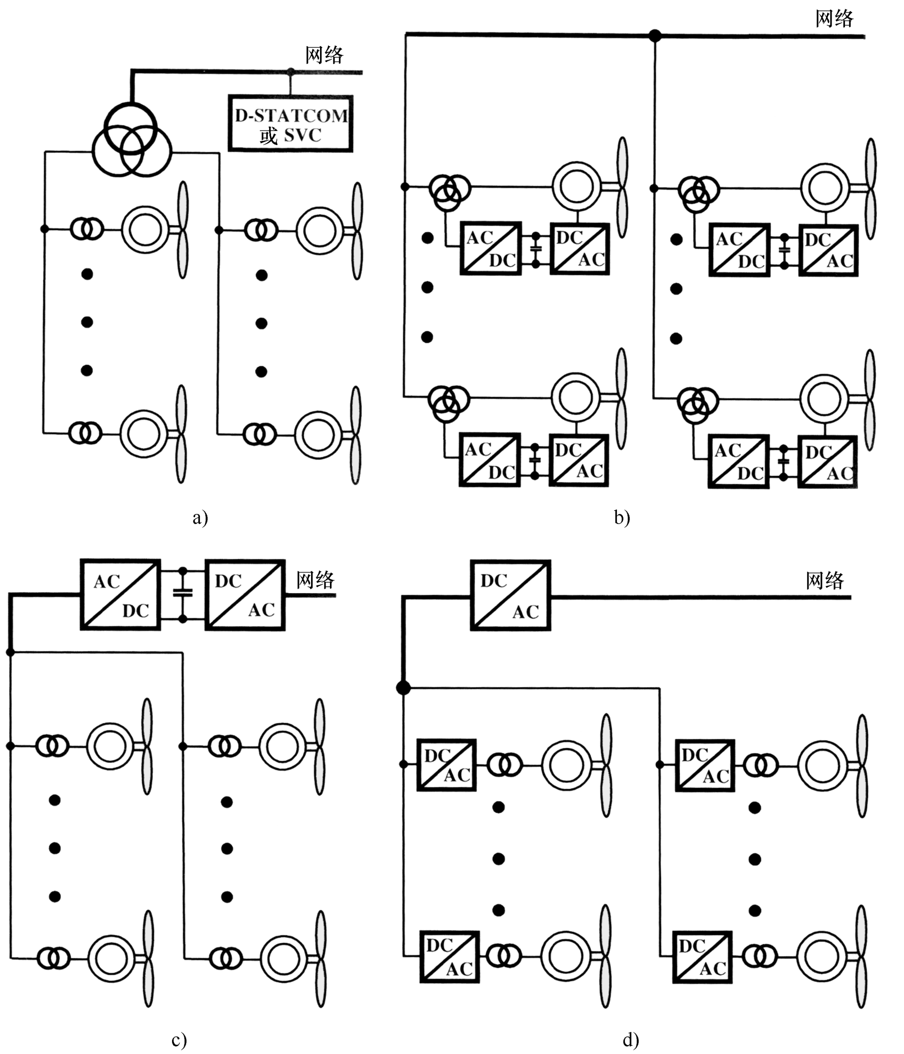


图 1.6 风电场典型使用的涡轮和电动机的连接

a）使用无功功率补偿器（D-STATCOM 或 SVC） b）使用公共直流母线到电源网络

c）使用内部直流网络和独立的功率控制 d）使用独立的功率控制

率。图1.6c示出了一个所有涡轮都装有AC/DC/AC变换器的风电场，在这种情况中，要求涡轮同步。由于制造商的双馈电动机或永磁同步电动机本身都集成有变换器，因此这就是为什么通常使用这种系统的原因。涡轮和公共直流母线的简易连接，仅是控制DC电压电平，这可通过图1.6d所示的结构实现。

能量存储和低压源。当前，电池通常用作备用的电源系统。然而，高速飞轮旋转技术（60000～90000r/min），能积累动能，输出较大的功率密度[37]。这种能量存储装置建成为容器的形式，在此装置中，很小的快速旋转的动力存储源通过AC/DC变换器连接到内部公共的直流母线上，然后再通过DC/AC变换器连接到AC线路上。电池、飞轮和其他存储形式[33,38,56,94]，例如，水库、氢能系统、热能存储、超级电容、超导存储或压缩空气罐，在分布电源中使用它们，目的是通过减轻或者甚至消除外部条件对供给网络暂时功率的影响，例如天气，以提高这些电源的利用率。这些电源和网络的连接可通过不同的电力电子接口结构实现。图1.7示出了利用能量存储单元补偿风能的波动产生的有功功率脉动的例子。补偿质量取决于能量存储的大小和动态特性以及使用的控制算法[111]。由于光伏模块自身产生的低电压电平[36,59,79]，广泛使用的太阳能要通过电力电子接口并入电网。图1.8示出了光伏模块的3种基本结构。对于电力电子接口结构，最广泛使用和需求的配置是光伏模块中集成了小的DC/AC变换器[39]。变换器的要求涉及[25,54,55,75,80]：非常高的效率和最小的尺寸，增加的电压单元和正弦输出电压，以及并联的工作能力。在常规配置的功率相对较大的光伏系统中，经常使用内部直流母线。其作用类似于图1.6中风电场所使用的。

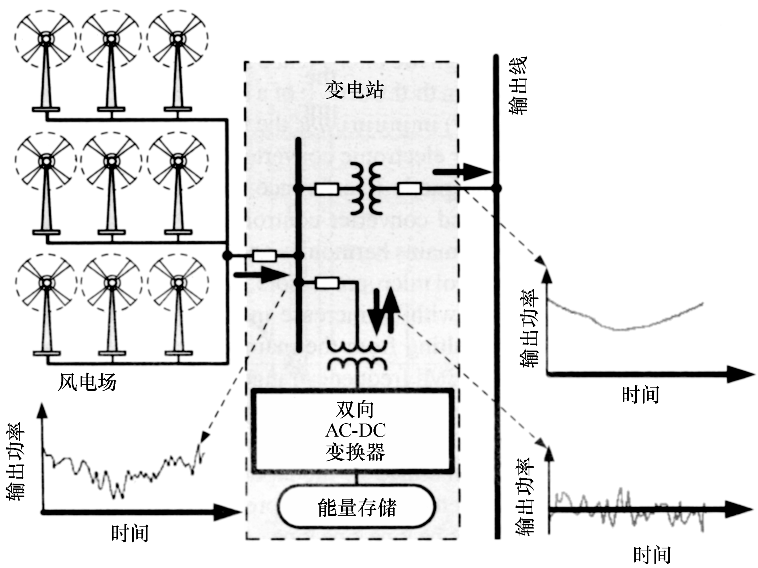


图1.7　使用能量存储补偿风电场的有功功率脉动

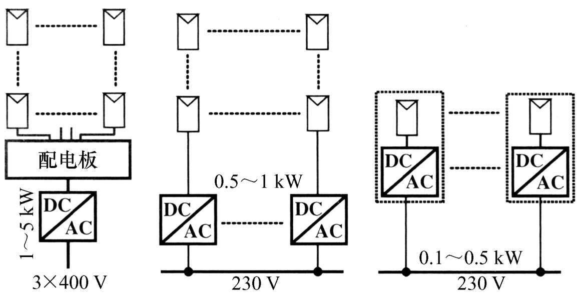


图 1.8 使用光伏单元的电源系统的典型配置

a）常规的 b）模块 c）集成的

1.3 作为传导 EMI 源的电力电子变换器

电力电子变换器的性能使得它们是解决当前电源系统问题的合适方法，它们可以提供不同的智能电网互连业务，然而，脉冲能量的变换和需要与主控系统的互连会产生许多和电磁兼容有关的有害影响。电力电子接口对子系统和电磁环境有害影响的程度取决于实现的电磁过程和耦合类型（感性，容性，共阻抗）[27,49,72,73,95,96,125]。智能电网中使用电力电子接口的标准化问题主要是这些系统中变换器的位置。对于以上讲述的智能电网中使用的变换器，通常并没有描述变换器输入端和输出端的干扰路径阻抗。在这样的情况下，智能电网中电力电子变换器产生的电磁干扰的推荐分析方法，认为电力电子接口是连接到输入电路和输出电路高频阻抗的干扰源。电力电子变换器中已实现的能量变换过程的差异在于信号功率和频率。能量变换和变换器控制的过程产生的电磁干扰出现在很宽的频率范围内——从电源的谐波和间谐波到控制器微处理器时钟信号的高次谐波。随着开关频率的增加，能量变换的主过程产生的大能量干扰引起变换器动态范围的实质性增加。会将干扰频率范围转移到传导电磁干扰的频率范围（9kHz ~ 30MHz）。图 1.9 示出了当逆变器的晶体管分别处于不工作和转换状态时，具有二极管整流器的变频器产生的干扰结果。输入二极管整流器产生的干扰频率范围低于传导电磁干扰的频率范围。在所示情况中，我们仅能看到低频包络的最后部分。峰值检波器电平和平均值检波器电平之间 20dB 的差值表明，这种高幅值的干扰具有低的重复频率，二极管整流器通常就是这种典型情况。

图 1.9 中所示频谱的比较表明，在由具有二极管整流器的变频器组成的系统中，高电平的干扰电流由逆变器的工作产生。这种干扰源为逆变器输出端的共模电压，由电源电路中晶体管的转换产生。根据好的工程实践设计的控制电路，产生的干扰电流通常不会超过与电力电子变换器组成的系统相关的限值。因此，进一步研究的主要内容将集中在变换器晶体管的脉冲工作产生的最大干

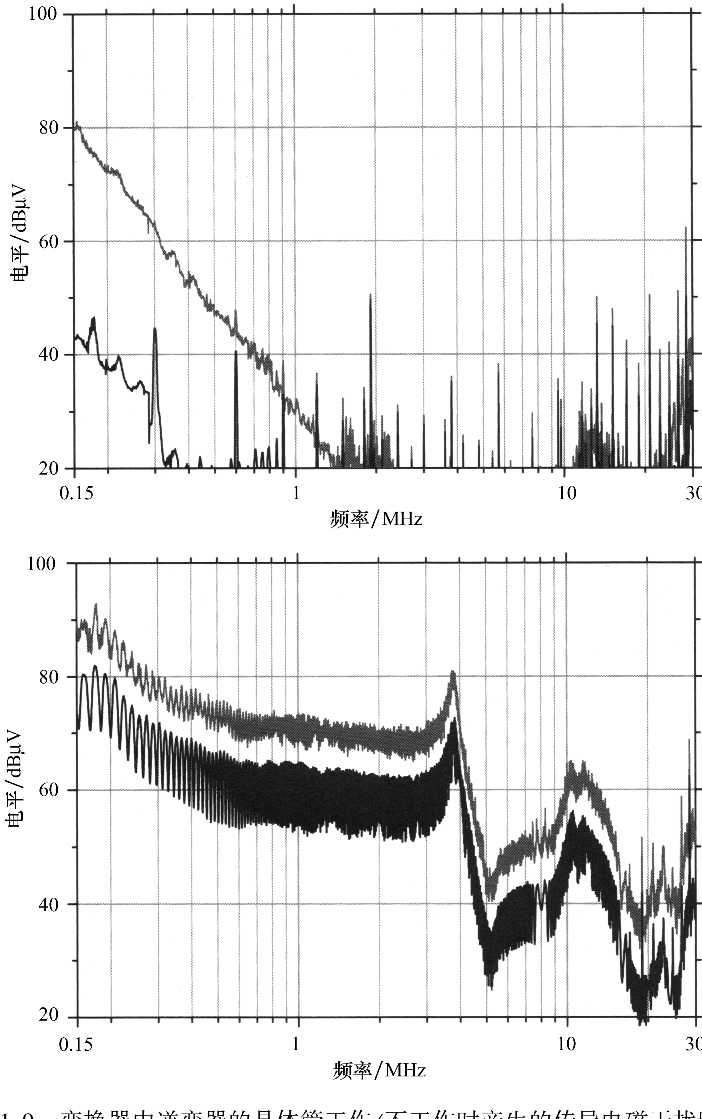


图1.9　变换器中逆变器的晶体管工作/不工作时产生的传导电磁干扰频谱

扰。干扰电压源波形陡的边沿产生的干扰电流，通过系统内的有意和寄生路径返回到变换器内部的电源。经常遇到的工作条件（变换器的阻性—感性负载，调制频率，电压的上升时间，对地的容性耦合）能够预测下面一些特性：

1）开关频率的谐波主要位于 CISPR A 频段（9～150kHz）的较低频率范围。

2）由于电容的寄生特性或处于安全考虑（例如，差模和共模滤波器中使用的电容），电路中很小的共模电容会将电压波形边沿大的 dV/dt 产生的 EMI 电流的频率范围移至 CISPR B 频段（150kHz～30MHz），阻尼振荡波形由电路的 RLC 参数确定。

3）典型的主谐振频率通常小于 10MHz。

4）电路的扩展意味着当进行深入的研究时应考虑行波现象。

在有多个谐振的电路中，传导电磁干扰频率范围阻抗特性的复杂性表明，在电磁兼容研究中，要广泛使用具有共模信号（Common Mode，CM）和差模信号（Differential Mode，DM）的分析模型。通过使用对称分量方法，能简单和直观地解释共模信号和差模信号[49,50,65,66,92,125]。共模信号通过接地结构流动，且与零序分量有关，而差模信号则在工作的有意电路中流动。图 1.10 示出了变换器中的干扰电压源和三相输入和输出电路的简化等效电路。箭头表示某一相中电压转换产生的共模电流和差模电流的路径。这里应强调，对地电容也是差模电路的一部分。

在电网典型的三相系统中，共模电流由所谓的共模电压产生，共模电压定义为相电压和的三分之一。这种电压陡的边沿会使共模电流在三相系统中流动。电压的上升时间越短，高频干扰电流的幅值越大。图 1.11 示出了保护地线中的共模电压和共模电流。

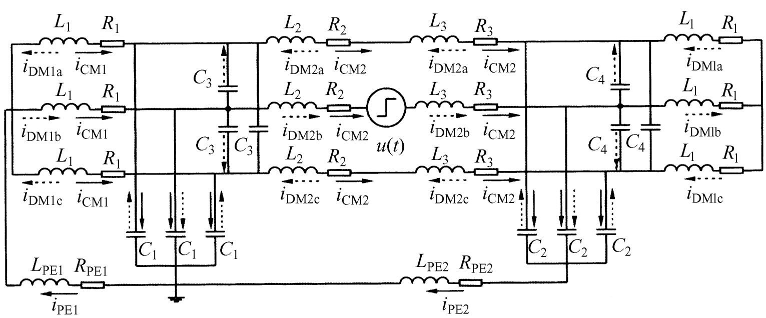


图 1.10　三相系统中共模电流和差模电流路径的简化等效电路

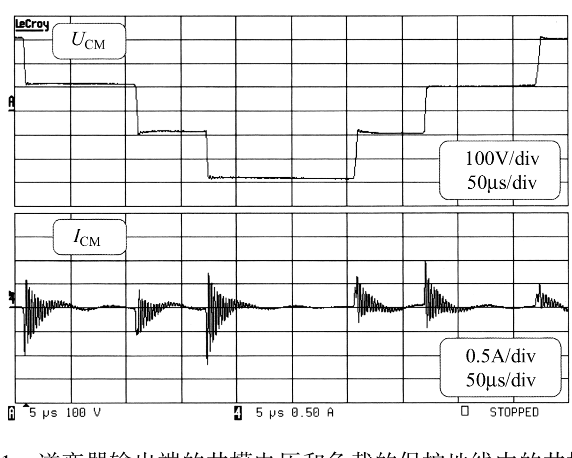
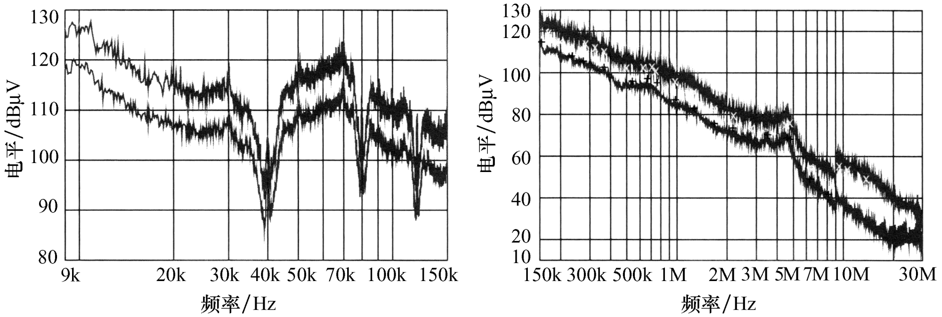


图 1.11　逆变器输出端的共模电压和负载的保护地线中的共模电流

所述传导干扰来源和第 2 章给出的传导电磁干扰测量程序，这些使得低频

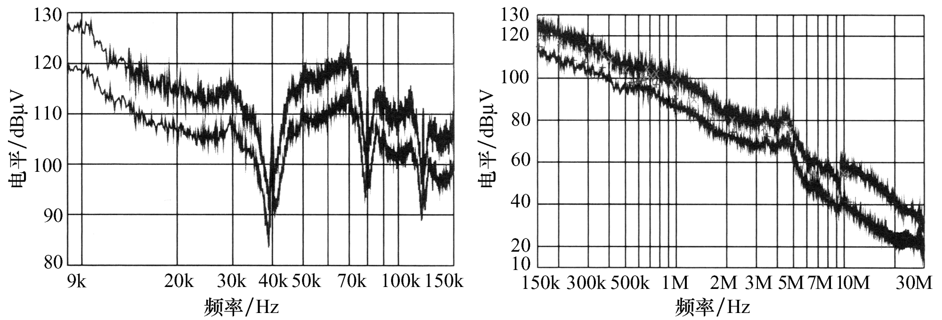
范围内的控制目标不会影响传导电磁干扰频谱。图 1. 12 ~ 图 1. 14 示出了不同能量流动方向的四象限频率变换器在 CISPR A 频段和 CISPR B 频段产生的传导电磁干扰频谱。尽管在低频范围内能量变换控制算法显著不同，但在确定的干扰电流路径中晶体管转换产生的电磁干扰频谱则几乎完全相同。



a)　　b)

图 1. 12　异步驱动发电机在中性点产生的传导电磁干扰频谱

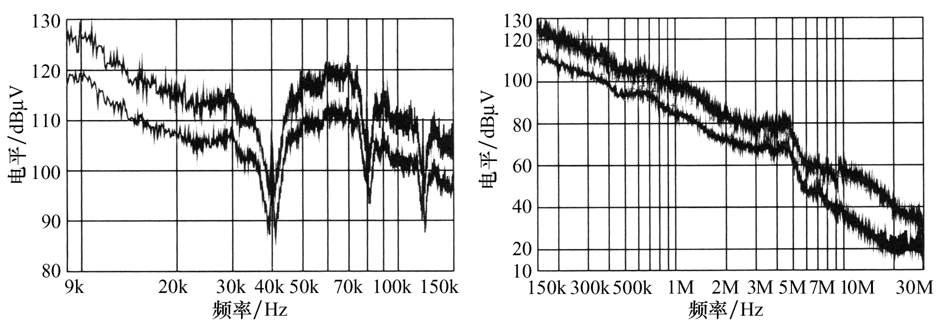
a）CISPR A 频段　b）CISPR B 频段



a)　　b)

图 1. 13　异步驱动发电机在负载中产生的传导电磁干扰频谱

a）CISPR A 频段　b）CISPR B 频段



a)　　b)

图 1. 14　异步驱动发电机在四象限变频器中产生的传导电磁干扰频谱

a）CISPR A 频段　b）CISPR B 频段

此外，共模电压是脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）逆变器输入系统中产生轴承电流的基本原因，这种系统普遍使用在利用同步和异步发电机的变速分布式发电系统中。电火花加工（Electric Discharge Machining，EDM）轴承电流是脉宽调制逆变器输入驱动中产生轴承过早损坏的主要原因[10,17,23,24,64,86-90,108]。图1.15示出了电火花加工电流损坏0.5MW异步发电机的轴承座圈的。

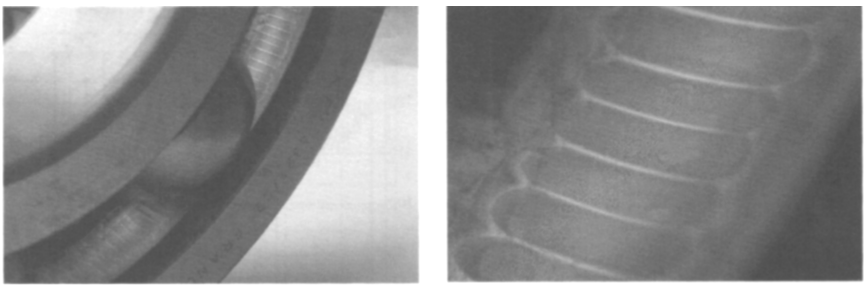


图1.15　电火花加工电流损坏轴承座圈

共模电压的陡脉冲激励了电动机内的寄生容性耦合。由于旋转轴承中薄的绝缘油膜，这将使电动机轴承上的电压增强。根据电动机内寄生电容分布产生的分配器比例，轴承电压 U_B 几乎理想地表示了定子绕组中性点上的共模电压 U_{CM}。当轴承电压超过油膜门限电压的临界值时，则轴承处于电击穿的无载状态[23,66,86,88,104]。图1.16示出了轴承电压和电火花加工轴承电流。

与电压短的上升时间有关的另一个重要现象是过电压，它会损坏发电机。损坏发电机绝缘的过电压，由于行波现象，会出现在通过长电缆连接的逆变器输入系统的发电机端子上[5,81,93,107,121]。图1.17示出了在具有32m长电缆的系统中逆变器的输出端和发电机的端子上测量的线-线之间的电压。

对于这种电缆长度，电压波形较短的上升时间会在发电机的端子上产生相当大的过电压。通过实验已经表明，在开关频率较高的情况下，重复的过电压会破坏发电机的绝缘。因此，一方面，能够实现不同类型电能量变换的脉冲式工作的变换器在智能电网中非常有用。另一方面，脉冲波形陡的边沿和变换器引入的暂时电气不对称会产生有害影响，这会危害系统的可靠性，例如：

1）差模电路和共模电路中高频电流的流动，这会产生好多问题。例如对附近系统的耦合，尤其使控制系统产生电磁干扰，影响系统内部和外部的电磁兼容，同时还会潜在地引起保护设备的误动作。

2）出现的电火花加工轴承电流会导致发电机轴承的过早损坏。

3）具有长电缆的逆变器输入系统中的过电压。

然而，系统合理的电磁兼容设计和“电磁兼容条件”分析能够确保变换器连接点（现场）的电磁兼容。

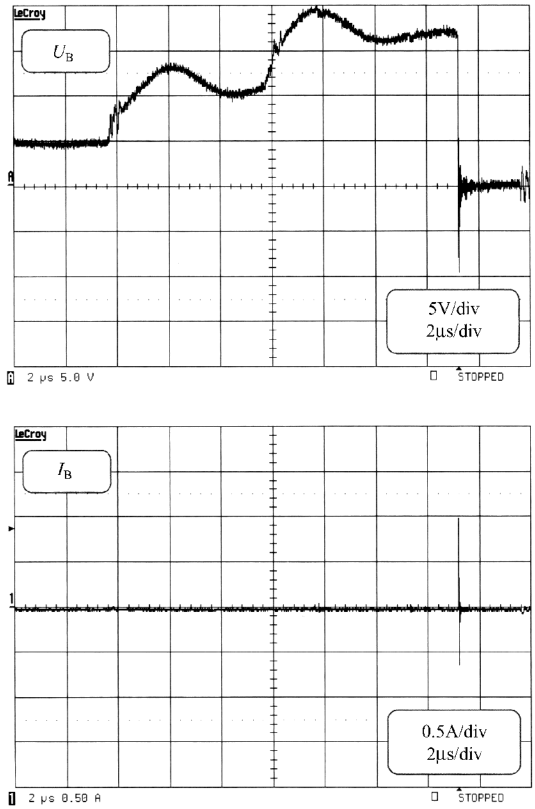


图 1. 16　轴承电压（U_B）和放电的轴承电流（I_B）

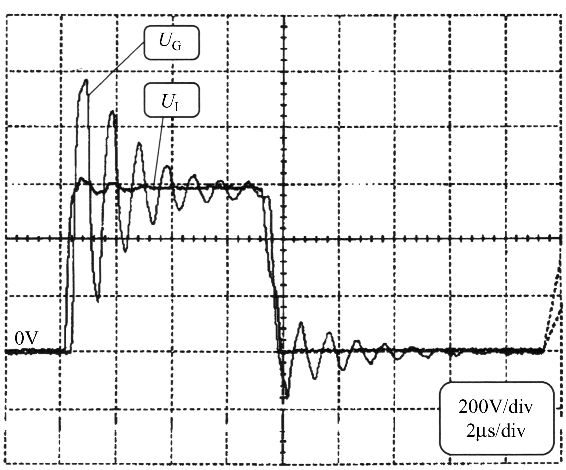


图 1. 17　具有 32m 长电缆的系统线—线之间的电压：
逆变器的输出（U_I）和发电机的端子（U_G）

参考文献

1. Adebisi B, Treytl A, Haidine A, Portnoy A, Shan R, Lund D, Pille H, Honary B (2011) IP-centric high rate narrowband PLC for smart grid applications. IEEE Commun Mag 49(12):46–54
2. Ahn MC, Ko TK (2011) Proof-of-concept of a smart fault current controller with a superconducting coil for the smart grid. IEEE Trans Appl Supercond 21(3):2201–2204
3. Akagi H (2005) Active harmonic filters. Proc IEEE 93(12):2128–2141
4. Akagi H (2005) The state-of-the-art of active filters for power conditioning. In: European conference on power electronics and applications, Dresden, 15 pp. -P.15
5. Akagi H, Matsumura I (2011) Overvoltage mitigation of inverter-driven motors with long cables of different lengths. IEEE Trans Ind Appl 47(4):1741–1748
6. AlAbdulkarim L, Lukszo Z (2009) Smart metering for the future energy systems in the Netherlands. In: 4th international conference on critical infrastructures, CRIS 2009, Linköping, pp 1–7, April 2009
7. Amjadi Z, Williamson SS (2011) Prototype design and controller implementation for a battery-ultracapacitor hybrid electric vehicle energy storage system. IEEE Trans Smart Grid PP(99):1
8. Arai J, Iba K, Funabashi T, Nakanishi Y, Koyanagi K, Yokoyama R (2008) Power electronics and its applications to renewable energy in Japan. IEEE Circuits Syst Mag 8(3):52–66
9. Bach B, Wilhelmer D, Palensky P (2010) Smart buildings, smart cities and governing innovation in the new millennium. In: 8th IEEE international conference on industrial informatics (INDIN), Osaka, pp 8–14, July 2010
10. Bell S, Cookson T, Cope S, Epperly R, Fischer A, Schlegel D, Skibinski G (2001) Experience with variable-frequency drives and motor bearing reliability. IEEE Trans Ind Appl 37(5): 1438–1446
11. Bennett C, Highfill D (2008) Networking AMI smart meters. In: IEEE energy 2030 conference, ENERGY 2008, Atlanta, pp 1–8, Nov 2008
12. Benysek G (2007) A probabilistic approach to optimizing power rating of interline power flow controllers in distributed generation power systems. J Chin Inst Eng 30(7):1213–1221
13. Benysek G (2007) Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems. Springer, London
14. Benysek G, Kazmierkowski MP, Popczyk J, Strzelecki R (2011) Power electronic systems as crucial part of a smart grid infrastructure a survey. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 59(4):455–473
15. Benzi F, Anglani N, Bassi E, Frosini L (2011) Electricity Smart Meters Interfacing the Households. IEEE Trans Ind Electron 58(10):4487–4494
16. Berthold F, Blunier B, Bouquain D, Williamson S, Miraoui A (2011) PHEV control strategy including vehicle to home (V2H) and home to vehicle (H2V) functionalities. In: Vehicle power and propulsion conference (VPPC). IEEE, Chicago, pp 1–6, Sept 2011
17. Binder A, Muetze A (2008) Scaling effects of inverter-induced bearing currents in AC machines. IEEE Trans Ind Appl 44(3):769–776
18. Blaabjerg F, Chen Z (2006) Power electronics for modern wind turbines. Synthesis lectures on power electronics. Morgan and Claypool, San Rafael
19. Blaabjerg F, Iov F, Terekes T, Teodorescu R, Ma K (2011) Power electronics—key technology for renewable energy systems. In: Power electronics, drive systems and technologies conference (PEDSTC), pp 445–466, 2 Feb 2011
20. Boldea I (2006) The electric generators handbook: variable speed generators. Electric power engineering series, vol 2. CRC/Taylor & Francis, Boca Raton

21. Boroyevich D, Cvetkovic I, Dong D, Burgos R, Wang F, Lee F (2010) Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: 12th international conference on optimization of electrical and electronic equipment (OPTIM), pp 1369–1380, May 2010
22. Brown T, Yang M (2008) Radio wave propagation in smart buildings at long wavelengths. In: IET seminar on electromagnetic propagation in structures and buildings, pp 1–17, Dec 2008
23. Busse D, Erdman J, Kerkman R, Schlegel D, Skibinski G (1997) Bearing currents and their relationship to PWM drives. IEEE Trans Power Electron 12(2):243–252
24. Busse D, Erdman J, Kerkman R, Schlegel D, Skibinski G (1997) The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. IEEE Trans Ind Appl 33(2):567–576
25. Calais M, Myrzik J, Spooner T, Agelidis V (2002) Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In: IEEE 33rd annual power electronics specialists conference, PESC 02, vol 4, pp 1995–2000
26. Chowdary DD, Kumar GVN (2010) Mitigation of voltage sags in a distribution system due to three phase to ground fault using DVR. Indian J Eng Mater Sci 17(2):113–122
27. Christopoulos C (1992) Electromagnetic compatibility. I: General principles. Power Eng J 6(2):89–94
28. Culshaw B, Michie C, Gardiner P, McGown A (1996) Smart structures and applications in civil engineering. Proc IEEE 84(1):78–86
29. Deconinck G, Decroix B (2009) Smart metering tariff schemes combined with distributed energy resources. In: Fourth international conference on critical infrastructures, CRIS 2009, pp 1–8, April 2009
30. Divan D, Johal H (2005) Distributed FACTS—a new concept for realizing grid power flow control. In: IEEE 36th power electronics specialists conference, PESC '05, pp 8–14, June 2005
31. Divan D, Johal H (2007) Distributed FACTS—a new concept for realizing grid power flow control. IEEE Trans Power Electron 22(6):2253–2260
32. Divan DM, Brumsickle WE, Schneider RS, Kranz B, Gascoigne RW, Bradshaw DT, Ingram MR, Grant IS (2007) A distributed static series compensator system for realizing active power flow control on existing power lines. IEEE Trans Power Deliv 22(1):642–649
33. Dunlop J (2009) Photovoltaic systems. American Technical Publishers, Orland Park
34. Ekanayake J, Jenkins N, Liyanage K, Wu J, Yokoyama A (2011) Smart grid: technology and applications. Wiley, New York
35. Elsworth C (2010) The smart grid and electric power transmission. Energy policies, politics and prices. Nova Science, Hauppauge
36. Emadi A (2009) Integrated power electronic converters and digital control. Power electronics and applications series. CRC Press/Taylor & Francis, Boca Raton
37. Emadi A, Nasiri A, Bekiarov S (2005) Uninterruptible power supplies and active filters. Power electronics and applications series. CRC Press, Boca Raton
38. Enjeti P, Palma L, Todorovic M (2009) Power conditioning systems for fuel cell applications. IEEE power engineering series. Wiley, New York
39. Erickson R, Rogers A (2009) A microinverter for building-integrated photovoltaics. In: Twenty-fourth annual IEEE applied power electronics conference and exposition, APEC 2009, pp 911–917, Feb 2009
40. Ericsson G (2010) Cyber security and power system communication—essential parts of a smart grid infrastructure. IEEE Trans Power Deliv 25(3):1501–1507
41. Ertl H, Kolar J, Zach F (2002) A novel multicell DC-AC converter for applications in renewable energy systems. IEEE Trans Ind Electron 49(5):1048–1057

42. Essakiappan S, Enjeti P, Balog R, Ahmed S (2011) Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems. In: IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE), pp 28–35, Sept 2011
43. Flick T, Morehouse J, Veltsos C (2010) Securing the smart grid: next generation power grid security. Elsevier Science, Amsterdam
44. Fox-Penner P (2010) Smart power: climate change, the smart grid, and the future of electric utilities. Island Press, Washington
45. Gamauf T, Leber T, Pollhammer K, Kupzog F (2011) A generalized load management gateway coupling smart buildings to the grid. In: AFRICON, pp 1–5, Sept 2011
46. Gellings C (2009) The smart grid: enabling energy efficiency and demand response. Fairmont Press, Lilburn
47. Ginot N, Mannah M, Batard C, Machmoum M (2010) Application of power line communication for data transmission over PWM network. IEEE Trans Smart Grid 1(2):178–185
48. Gungor V, Lu B, Hancke G (2010) Opportunities and challenges of wireless sensor networks in smart grid. IEEE Trans Ind Electron 57(10):3557–3564
49. Hanigovszki N, Landkildehus J, Spiazzi G, Blaabjerg F (2006) An EMC evaluation of the use of unshielded motor cables in AC adjustable speed drive applications. IEEE Trans Power Electron 21(1):273–281
50. Hartmann M, Ertl H, Kolar J (2010) EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems. In: Twenty-fifth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC), pp 986–993, Feb 2010
51. Heier S (1998) Grid integration of wind energy conversion systems. Wiley, Chichester
52. Hertzog C (2011) Smart grid dictionary plus. Centage learning series in renewable energies. Cengage Learning, New York
53. Hingorani N, Gyugyi L (2000) Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems. IEEE Press, New York
54. Huang Y, Shen M, Peng F, Wang J (2006) Source inverter for residential photovoltaic systems. IEEE Trans Power Electron 21(6):1776–1782
55. Jalbrzykowski S, Citko T (2009) A bidirectional DC–DC converter for renewable energy systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):363–368
56. Jiang Y, Pan J (2009) Single phase full bridge inverter with coupled filter inductors and voltage doubler for PV module integrated converter system. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):355–361
57. Karimi H, Nikkhajoei H, Iravani R (2008) Control of an electronically-coupled distributed resource unit subsequent to an islanding event. IEEE Trans Power Deliv 23(1):493–501
58. Kastner W, Neugschwandtner G, Soucek S, Newmann H (2005) Communication systems for building automation and control. Proc IEEE 93(6):1178–1203
59. Kazimierczuk M (2009) High-frequency magnetic components. Wiley, New York
60. Kazmierkowski M, Jasinski M, Sorensen HC (2008) Ocean waves energy converter—wave dragon MW. Electr Rev 84(2):8–14
61. Kazmierkowski M, Krishnan R, Blaabjerg F (2002) Control in power electronics: selected problems. Academic Press series in engineering. Academic Press, Boston
62. Kazmierkowski MP, Jasinski M (2010) Electronics power, for renewable sea wave energy. In: Proceedings of the 12th international conference on optimization of electrical and electronic equipment, OPTIM, PTS I-IV, IEEE, IAS; IEEE, PELS; IEEE, IES, Brasov, pp 1381–1386, 20–21 May 2010
63. Kazmierkowski MP, Jasinski M, Wrona G (2011) DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions. IEEE Trans Ind Inform 7(2):204–211
64. Kempski A, Smolenski R, Bojarski J (2005) Statistical model of electrostatics discharge hazard in bearings of induction motor fed by inverter. J Electrost 63:475–480

65. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2002) Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. In: Proceedings of IEEE 33rd annual power electronics specialists conference records, PESC'02, vols 1–4, pp 1551–1556, Cairns, Australia, 23–27 June 2002
66. Kempski A, Strzelecki R, Smolenski R, Fedyczak Z (2001) Bearing current path and pulse rate in PWM-inverter-fed induction motor drive. In: IEEE 32nd annual power electronics specialists conference, PESC 2001, vol 4, pp 2025–2030
67. Keyhani A (2011) Design of smart power grid renewable energy systems. Wiley, New York
68. Kim S, Kwon EY, Kim M, Cheon JH, Ju S-h, Lim Y-h, Choi M-s (2011) A secure smart-metering protocol over power-line communication. IEEE Trans Power Deliv 26(4):2370–2379. doi:10.1109/TPWRD.2011.2158671
69. Klytta M, Strzelecki R, Kempski A, Smolenski R (1999) Conducted EMC effects on the motor–side of VSI-FED induction motor drives. In: Power electronics devices compatibility–PEDC '99: international workshop on acoustic noise and other aspects of power electronics compatibility, Slubice, Polska, Technical University of Zielona Gora. University of Applied Sciences Giessen-Friedberg, Zielona Gora, Technical University Press, pp 38–51
70. Klytta M, Strzelecki R, Smolenski R (2000) Disturbance effects by longer motor cables of VSI-FED drives. Tehnicna Elektrodinamika: Silova elektronika ta energoefektivnist 1:9–12
71. Ko Y, Jeong H-G, Lee K-B, Lee D-C, Kim J-M (2011) Diagnosis of the open-circuit fault in three-parallel voltage-source converver for a high-power wind turbine. In: IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE), pp 877–882, Sept 2011
72. Konefal T, Dawson J, Denton A, Benson T, Christopoulos C, Marvin A, Porter S, Thomas D (2001) Electromagnetic coupling between wires inside a rectangular cavity using multiple-mode-analogous-transmission-line circuit theory. IEEE Trans Electromagn Compat 43(3):273–281
73. Koyama Y, Tanaka M, Akagi H (2010) Modeling and analysis for simulation of common-mode noises produced by an inverter-driven air conditioner. In: International power electronics conference (IPEC), pp 2877–2883, June 2010
74. Laaksonen H (2010) Protection principles for future microgrids. IEEE Trans Power Electron 25(12):2910–2918
75. Lai J-S (2009) Power conditioning circuit topologies. IEEE Ind Electron Mag 3(2):24–34
76. Lee P, Lai L (2009) A practical approach of smart metering in remote monitoring of renewable energy applications. In: IEEE power energy society general meeting, PES '09, pp 1–4, July 2009
77. Li YW, Vilathgamuwa DM, Loh PC, Blaabjerg F (2007) A dual-functional medium voltage level DVR to limit downstream fault currents. IEEE Trans Power Electron 22(4):1330–1340
78. Liu C, Chau K, Zhang X (2010) An efficient wind—photovoltaic hybrid generation system using doubly excited permanent-magnet brushless machine. IEEE Trans Ind Electron 57(3):831–839
79. Liu W, Liu W, Dirker J, Dirker J, van Wyk J, van Wyk J (2008) Power density improvement in integrated electromagnetic passive modules with embedded heat extractors. IEEE Trans Power Electron 23(6):3142–3150
80. Luo F, Ye H (2006) Essential DC/DC converters. Taylor & Francis, Boca Raton
81. Magnusson P (2001) Transmission lines and wave propagation. CRC Press, Boca Raton
82. Milanovic JV, Zhang Y (2010) Modeling of FACTS devices for voltage sag mitigation studies in large power systems. IEEE Trans Power Deliv 25(4):3044–3052
83. Mohagheghi S, Stoupis J, Wang Z (2009) Communication protocols and networks for power systems-current status and future trends. In: IEEE/PES power systems conference and exposition, PSCE '09, pp 1–9, Mar 2009
84. Mohsenian-Rad A-H, Leon-Garcia A (2010) Optimal residential load control with price prediction in real-time electricity pricing environments. IEEE Trans Smart Grid 1(2):120–133

85. Morvaj B, Lugaric L, Krajcar S (2011) Demonstrating smart buildings and smart grid features in a smart energy city. In: Proceedings of the 2011 3rd international youth conference on energetics (IYCE), pp 1–8, July 2011
86. Muetze A, Binder A (2007) Calculation of motor capacitances for prediction of the voltage across the bearings in machines of inverter-based drive systems. IEEE Trans Ind Appl 43(3):665–672
87. Muetze A, Binder A (2007) Practical rules for assessment of inverter-induced bearing currents in inverter-fed AC motors up to 500 kW. IEEE Trans Ind Electron 54(3):1614–1622
88. Muetze A, Binder A (2007) Techniques for measurement of parameters related to inverter-induced bearing currents. IEEE Trans Ind Appl 43(5):1274–1283
89. Muetze A, Oh H (2008) Application of static charge dissipation to mitigate electric discharge bearing currents. IEEE Trans Ind Appl 44(1):135–143
90. Muetze A, Tamminen J, Ahola J (2011) Influence of motor operating parameters on discharge bearing current activity. IEEE Trans Ind Appl 47(4):1767–1777
91. Ochoa L, Harrison G (2011) Minimizing energy losses: optimal accommodation and smart operation of renewable distributed generation. IEEE Trans Power Syst 26(1):198–205
92. Ogasawara S, Akagi H (1996) Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems. IEEE Trans Ind Appl 32(5):1105–1114
93. Ogasawara S, Akagi H (2000) Analysis and reduction of EMI conducted by a PWM inverter-fed AC motor drive system having long power cables. In: IEEE 31st annual power electronics specialists conference, 2000, PESC 00, vol 2, pp 928–933
94. Onar OC, Khaligh AA (2011) Novel integrated magnetic structure based DC/DC converter for hybrid battery/ultracapacitor energy storage systems. IEEE Trans Smart Grid PP(99):1
95. Paul C (1992) Derivation of common impedance coupling from the transmission-line equations. IEEE Trans Electromagn Compat 34(3):315–319
96. Paul C, Mcknight J (1979) Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires-part II: A simplified low-frequency prediction model. IEEE Trans Electromagn Compat EMC-21(2):105–114
97. Pedrasa M, Spooner T, MacGill I (2010) Coordinated scheduling of residential distributed energy resources to optimize smart home energy services. IEEE Trans Smart Grid 1(2):134–143
98. Peterson SB, Whitacre JF, Apt J (2010) The economics of using plug-in hybrid electric vehicle battery packs for grid storage. J Power Sources 195(8, SI):2377–2384
99. Ran L, Xiang D, Kirtley J (2011) Analysis of electromechanical interactions in a flywheel system with a doubly fed induction machine. IEEE Trans Ind Appl 47(3):1498–1506
100. Roncero-Sanchez P, Acha E, Ortega-Calderon JE, Feliu V, Garcia-Cerrada A (2009) A versatile control scheme for a dynamic voltage restorer for power-quality improvement. IEEE Trans Power Deliv 24(1):277–284
101. Rothenhagen K, Jasinski M, Kazmierkowski MP (2008) Connection grid, of multi-megawatt clean wave energy power plant under weak grid condition. In: 13th International power electronics and motion control conference, EPE PEMC, vols 1–5, pp 1904–1910, Poznan University, Faculty of Electronic Engineering; Polish society Theoretical and Applications of Electrical engineering, Poznan Sect, Poznan, Poland, 01–03 Sept 2008
102. Roytelman I, Melnik V, Lee S, Lugtu R (1996) Multi-objective feeder reconfiguration by distribution management system. IEEE Trans Power Syst 11(2):661–667
103. Schulz D (2009) Improved grid integration of wind energy systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):311–315
104. Shami U, Akagi H (2010) Identification and discussion of the origin of a shaft end-to-end voltage in an inverter-driven motor. IEEE Trans Power Electron 25(6):1615–1625
105. Simoes M, Farret F (2007) Renewable energy systems: design and analysis with induction

generators. CRC Press, New York
106. Singh N, Kliokys E, Feldmann H, Kussel R, Chrustowski R, Joborowicz C (1998) Power system modelling and analysis in a mixed energy management and distribution management system. IEEE Trans Power Syst 13(3):1143–1149
107. Skibinski G, Kerkman R, Schlegel D (1999) EMI emissions of modern PWM AC drives. IEEE Ind Appl Mag 5(6):47–80
108. Smolenski R, Kempski A, Bojarski J (2010) Statistical approach to discharge bearing currents. COMPEL Int J Comput Math Electr Electron Eng 29(3):647–666
109. Sood P, Lipo T (1988) Power conversion distribution system using a high-frequency AC link. IEEE Trans Ind Appl 24(2):288–300
110. Sood V (2004) HVDC and FACTS controllers: applications of static converters in power systems. Kluwer international series in engineering and computer science: power electronics and power systems. Kluwer Academic, Dordrecht
111. Sourkounis C, Ni B, Richter F (2009) Comparison of energy storage management methods to smooth power fluctuations of wind parks. Electr Rev 85(10):196–200
112. Strzelecki R, Benysek G (2008) Power electronics in smart electrical energy networks. Power systems. Springer, London
113. Strzelecki R, Benysek G, Fedyczak Z, Bojarski J (2002) Interline power flow controller—Probabilistic approach. In: Proceedings of IEEE 33rd annual power electronics specialists conference records, PESC'02, vols 1–4, pp 1037–1042, Cairns, Australia, 23–27 June 2002
114. Strzelecki R, Benysek G, Jarnut M (2007) Interconnection of the customer-side resources using single phase VAPF. Electr Rev 83(10):59–65. 5th international conference and workshop on compatibility in power electronics, Gdansk, Poland, 29 May–01 June 2007
115. Strzelecki R, Jarnut M, Kot E, Kempski A, Benysek G (2003) Multilevel voltage source power quality conditioner. In: Proceedings of IEEE 34th annual power electronics specialists conference records, PESC'03, vols 1–4, pp 1043–1048, IEEE PELS, Acapulco, 15–19 June 2003
116. Strzelecki R, Tunia H, Jarnut M, Meckien G, Benysek G (2003) Transfonnerless 1-phase active power line conditioners. In:Proceedingsof IEEE 34th annual power electronics specialists conference records, PESC'03, vols 1–4, pp 321–326, IEEE PELS, Acapulco, 15–19 June 2003
117. Sui H, Lee W-J (2011) An AMI based measurement and control system in smart distribution grid. In: IEEE industrial and commercial power systems technical conference (ICPS), pp 1–5, May 2011
118. Timbus A, Larsson M, Yuen C (2009) Active management of distributed energy resources using standardized communications and modern information technologies. IEEE Trans Ind Electron 56(10):4029–4037
119. Vazquez S, Lukic S, Galvan E, Franquelo L, Carrasco J (2010) Energy storage systems for transport and grid applications. IEEE Trans Ind Electron 57(12):3881–3895
120. Vojdani A (2008) Smart integration. IEEE Power Energy Mag 6(6):71–79
121. Wang L, Ho C-M, Canales F, Jatskevich J (2010) High-frequency modeling of the long-cable-fed induction motor drive system using TLM approach for predicting overvoltage transients. IEEE Trans Power Electron 25(10):2653–2664
122. Wang L, Singh C, Kusiak A (2010) Wind power systems: applications of computational intelligence. Green energy and technology. Springer, Heidelberg
123. Wang X, Yi P (2011) Security framework for wireless communications in smart distribution grid. IEEE Trans Smart Grid 2(4):809–818
124. Wasiak I, Hanzelka Z (2009) Integration of distributed energy sources with electrical power grid. Bull Polish Acad Sci Tech Sci 57(4):297–309
125. Williams T, Armstrong K (1999) EMC for systems and installations. Newnes, Oxford

126. Wrona G, Jasinski M, Kazmierkowski MP, Bobrowska-Rafal M, Korzeniewski M (2011) Floating point DSP TMS320F28xx in control systems for renewable energy sources RES. Electr Rev 87(6):73–78
127. Zhang X, Rehtanz C, Pal B (2006) Flexible AC transmission systems: modelling and control. Power systems. Springer, Berlin
128. Zhou X, Wang G, Lukic S, Bhattacharya S, Huang A (2009) Multi-function bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application. In: IEEE energy conversion congress and exposition, ECCE, San Jose, pp 3930–3936, Sept 2009

第 2 章　传导电磁干扰的标准化测量

最初，电磁兼容的原理主要是确保广播电视信号的正确接收。因此，在电磁兼容试验中，使用设备模拟典型广播电视接收机似乎是合理的方法。大多数的广播电视接收机基于超外差式的概念，因此，在电磁兼容评估中选择超外差式的接收机。

电磁发射测量的典型方法为，使用标准化的设备和规定的布置，所得测量结果与受试设备（Equipment Under Test，EUT）的规定限值进行比较。然而，从定义的角度（非电磁兼容标准）进行的电磁兼容评估以及电磁兼容减缓技术的建立都要求了解特定的电磁干扰测量技术，尤其是传导电磁干扰。

2.1　超外差式电磁干扰接收机

通常，传导电磁干扰测量归结为接收机输入端上电压的测量。为了将其他物理量，例如电流、电磁场、辐射功率等变换为电压，需使用特定的辅助装置，例如线路阻抗稳定网络（Line Impedance Stabilization Network，LISN）、电流探头、场探头、吸收钳等。然而，典型的传导电磁干扰测量结果并不仅仅是测量电压值。为了完全利用典型的标准化传导电磁干扰测量结果所包含的信息，需要了解有关测量技术的基础知识。

电磁干扰接收机为超外差式的选择性微伏电压表，由指示值和输入电压之间唯一规定的关系式表征。为了确保测量的重复性和可比性，接收机的所有参数必须标准化[2,3,6,7,10-12]。标准规定了接收机对选择信号的响应：

1）确定幅值为 A 的正弦波（连续波）；

2）脉冲（幅值为 A 的脉冲串，持续时间 t_i，脉冲重复率 f_r）；

3）噪声（幅值概率的正态分布）。

电磁干扰接收机必须满足以下特殊的标准要求：

1）脉冲响应；

2）选择性（单频率范围的带通，中频信号的衰减，镜像频率和其他无用响应的衰减）；

3）互调效应；

4）噪声和内部无用信号的限制（内部噪声，连续波信号）；

5）屏蔽。

图 2.1 示出了典型电磁干扰接收机的框图（1 为衰减器；2 为预选器，预放

大器；3 为混频器；4 为本地振荡器；5 为中频带宽；6 为检波器；7 为显示器；8 为扬声器；9 为内部参考发生器）。

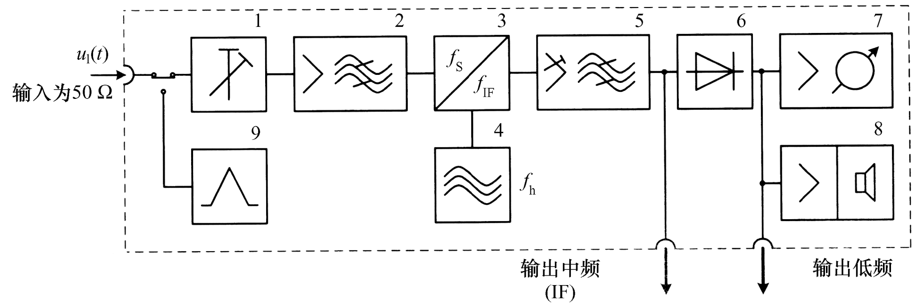


图 2.1　电磁干扰接收机的框图

为了更好地理解电磁干扰接收机的工作原理，通常需要描述电磁干扰接收机的主要工作部件，例如选择性部件、检波器和指示器。图 2.2 示出了主要工作部件的结构。

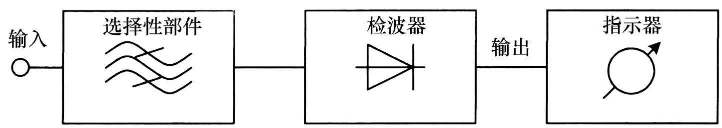
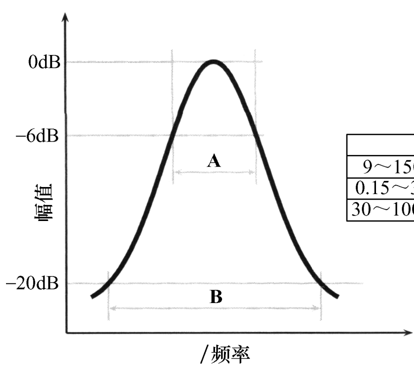


图 2.2　电磁干扰接收机的主要工作部件

2.1.1　测量选择性

应用选择性部件能够确保干扰幅值测量的高分辨率。经过标准带宽的高斯滤波器滤波的中频信号输入给接收机中心频率调谐的检波器。图 2.3 示出了不同电磁干扰测量频率范围的中频带宽滤波器的规范。



	A	B
9～150kHz	170～220Hz	170～440Hz
0.15～30MHz	8～10kHz	8～20kHz
30～1000MHz	100～140kHz	100～280kHz

图 2.3　CISPR16-1-1 规定的中频带宽规范

使用选择性接收机时，由于对给定频率正弦干扰信号的扫描，得到的是滤波器的镜像，而不是根据傅里叶变换原理得到的期望的单根谱线[8]。图 2.4 示出了电磁干扰接收机标准滤波器带宽分别为 200Hz 和 9kHz 时，纯正弦干扰信号

峰值检波器和平均值检波器的测量结果。

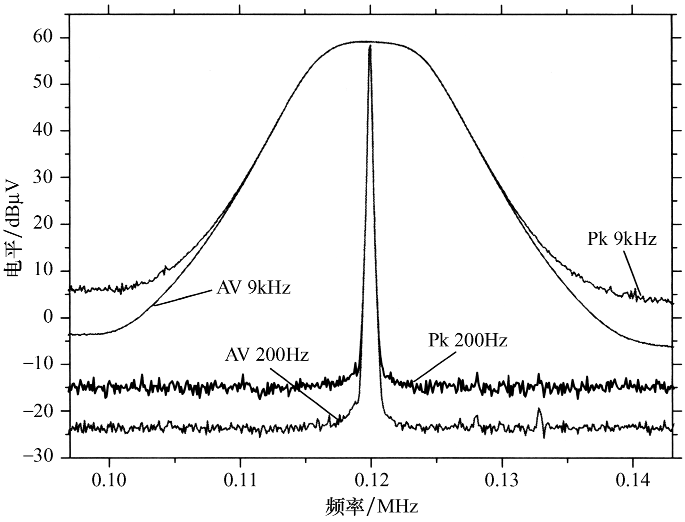


图 2.4　电磁干扰接收机标准滤波器中频带宽分别为 200Hz 和 9kHz 时测量的正弦信号

图 2.5 示出了电磁干扰接收机的典型扫描程序。超外差式接收机调谐到所选择的测量频率，然后选择部件的标准滤波器对检波器的输入信号进行滤波。由于测量的步长取决于滤波器的中频带宽（通常情况下，测量步长不应大于

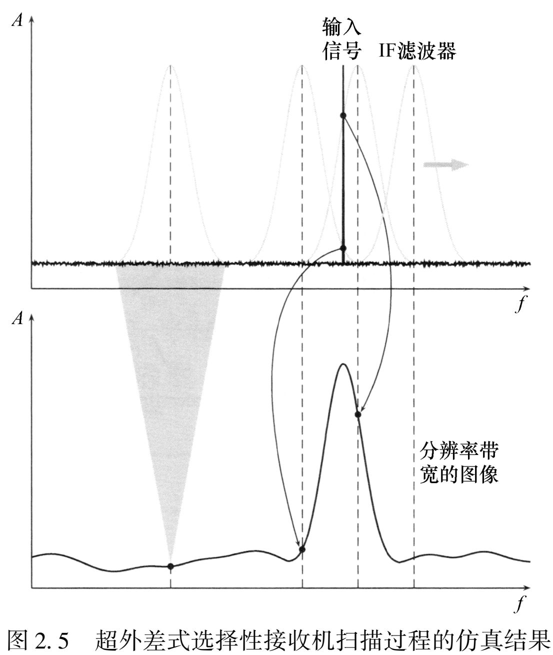


图 2.5　超外差式选择性接收机扫描过程的仿真结果

6dB 带宽的一半），因此，使用带宽较宽的中频滤波器能够进行快速扫描。然而，带宽越宽，得到的分辨率则越低。这就是为什么标准中严格规定特定频率范围 6dB 带宽的原因[2]，见附表 1。

2.1.2　测量检波器

通常，EMI 接收机配备不同类型的检波器[1,2,8]。然而，基本的检波器为准峰值检波器。使用其他类型的检波器，例如峰值、平均值和方均根值检波器，目的是评估干扰的类型。对干扰的分析需要了解有关典型检波器的基础知识。不同类型检波器的简化等效电路如图 2.6 所示。不同类型检波器之间的差异在于充电时间常数和放电时间常数的不同。

1. 峰值检波器

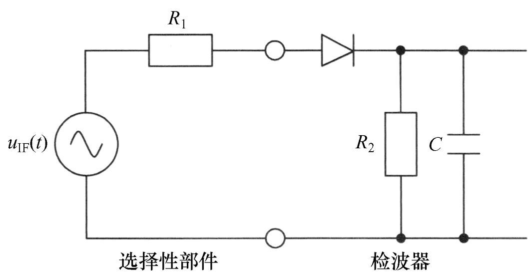


图 2.6　EMI 接收机中使用的检波器的等效电路

由于 *RC* 电路最短的时间常数，峰值检波器能够进行最快的扫描。图 2.7 示出了峰值检波器工作原理的框图。电容充电到中频信号包络的最高电平，换句话说，峰值检波器能够随着中频信号的包络进行最快的变化，但不是中频信号的瞬时值。通常在频谱分析仪和 EMI 接收机的默认设置中，显示信号处于峰值模式。由于峰值检波器的值通常大于或等于平均值和准峰值检波器的值，因此在预符合性的工程试验中，使用峰值检波器进行快速扫描，然后很容易将所得结果和限值进行比较。

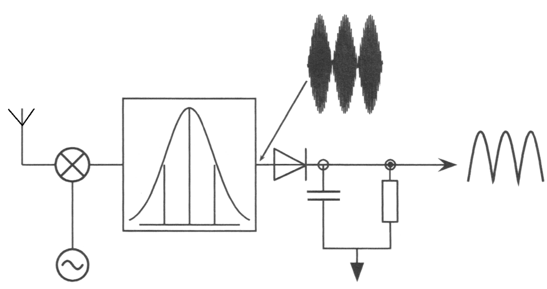


图 2.7　峰值检波的框图

2. 准峰值检波器

准峰值检波器利用两个不同时间常数的积分电路，目的是评估所谓的“厌烦因子”。准峰值检波器的充电率远大于放电率，见附表 1，因此，信号的重复率越快，准峰值检波器的输出则越大。这种检波器对不同幅值信号的响应为线性。高幅值低重复率的信号得到的结果和低幅值高重复率信号的相同。在评估不同包络中频信号准峰值的基础上，图 2.8 示出了准峰值检波器的工作原理。

我们已经知道，对于正弦信号，峰值检波器、准峰值检波器和平均值检波器给出的指示值相同。考虑到准峰值检波器的原理以及未调制信号电平的固定包络等于信号的幅值，我们能够很容易地表明，对于未调制的中频信号，峰值

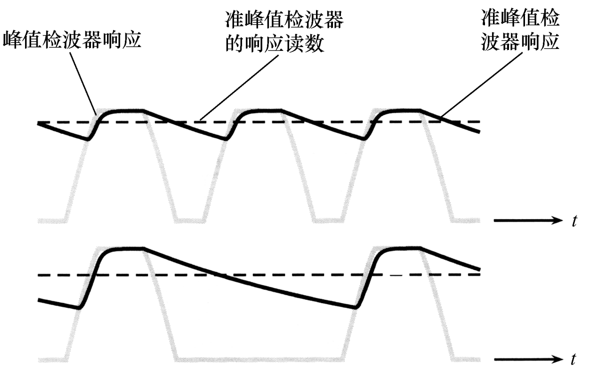


图 2.8　准峰值检波器的响应图形

检波器和准峰值检波器的指示值相同。尽管大多数传导和辐射发射限值使用的是准峰值，但是由于准峰值检波器长的总测量时间，因此，在预测量中首先使用快的峰值检波器确定最大电平的频率点，然后通常仅在选定频率点使用准峰值检波器进行最终测量。

3. 平均值检波器

在标准的传导发射试验中，预测量时平均值检波器通常和峰值检波器一起使用，最终测量时和准峰值检波器一起使用。此外，1GHz 以上的某些辐射发射测量中也使用平均值检波器。

平均值检波器指示的为中频信号包络的平均值。对于平均值检波，检波信号必须通过带宽远小于分辨率带宽的滤波器。在这种情况中，滤波器对包络检波器输出端的较高频率分量进行平均。图 2.9 示出了平均值检波器中信号变换的图形。

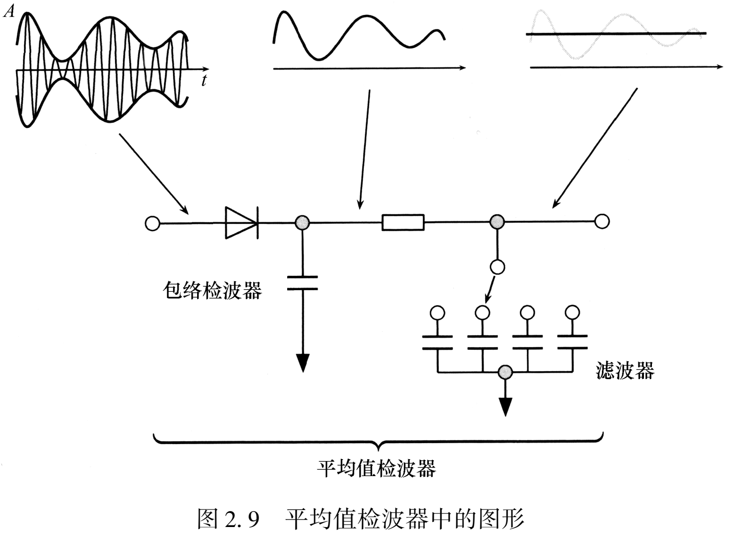


图 2.9　平均值检波器中的图形

2.2　线路阻抗稳定网络

使用 LISN 的目的是将干扰电流转换为 EMI 接收机可测量的电压[3]，同时可确保所研究的受试设备（EUT）引入电源的传导干扰的测量条件保持不变、稳定和标准。LISN 的使用有 3 个基本目的：

1）通过 LISN 给 EUT 供电，同时隔离了 LISN 的供电电源中存在的高频分量。耦合到 LISN 的 EUT 端口的干扰可认为是 EUT 产生的 EMI。

2）LISN 能够确保 CISPR A 和 CISPR B 频段内每根相线和地线之间的标准阻抗。图 2.12 示出了 LISN 阻抗的频率特性。

3）LISN 将 EUT 产生的高频干扰信号通过是 LISN 一部分的高通滤波器耦合给 EMI 接收机。此外，LISN 要求确保 50Ω 负载的阻抗匹配，这 50Ω 负载为 EMI 接收机的输入阻抗。

图 2.10 示出了三相 LISN 的整体电路。图 2.11 示出了 CISPR16-1-2 要求的 V 型 LISN 中的一相电路[3]。对于每条相线和中线，所示结构应再增加。

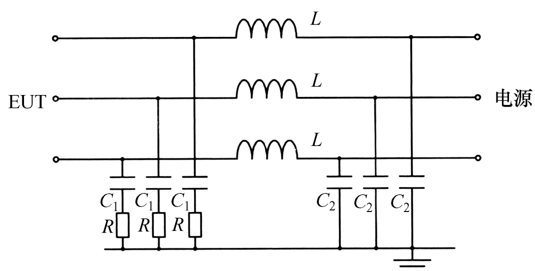


图 2.10　三相 LISN 的整体电路

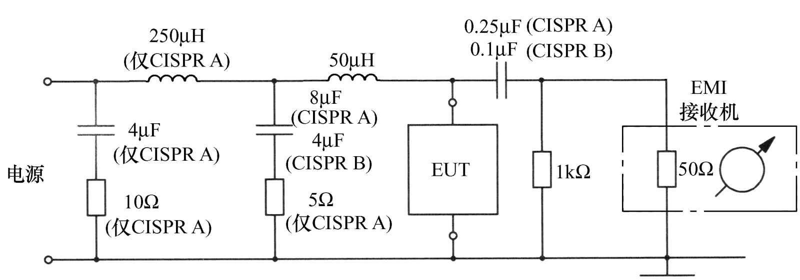


图 2.11　LISN 测量结构中的一相

实际上，传导发射是使用检波器测量 EMI 接收机输入阻抗上的电压降，这种电压降是由 EUT 引入的流进 LISN 标准阻抗电路的干扰电流产生。

图 2.12 示出了 CISPR16-1-2 规定的 LISN 阻抗的频率特性。

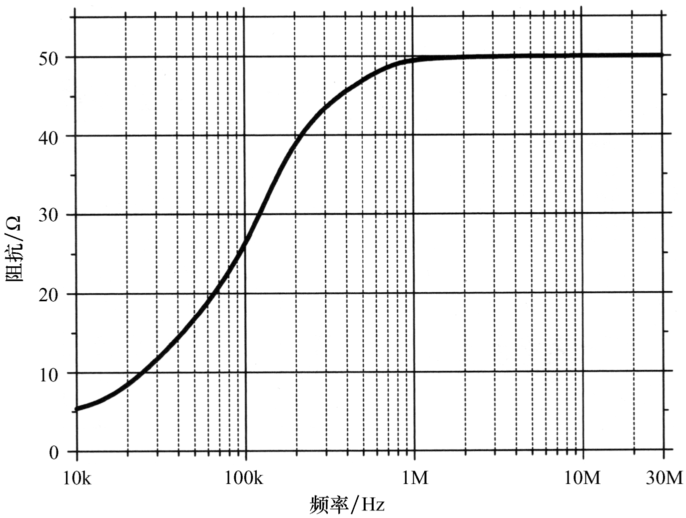


图 2.12　LISN 阻抗的频率特性

2.3　系统和设备的 EMC 法规要求

低压配电系统（Low Voltage Distribution System，LVDS）因其特定的结构，给运营商带来了许多问题。在系统的所有节点，要求保持电压分布，这存在很多困难。这种情况尤其存在于大的农村电网，其输电线的长度以及变电站到终端用户的距离都很显著。在这种电网中，非线性负载会引起电压的失真，不稳定和重复的冲击负载会产生电压的减小。此外，这些负载对系统电压的影响随着距变电站的距离增加而增加。大部分的典型农村电网由架空电力线构成，当在这种电网中突然出现以前没有发生过的不可预测的天线现象时，例如大风、白霜，则通常会产生电压中断[9]。

新出现的问题为节能措施（紧凑型荧光灯、变速驱动等）中使用的电力电子变换器在低压配电系统中产生的电磁骚扰。这可能是连接在同一电网中的敏感设备不能正常工作的原因。

1. 低压配电系统提高电压质量的传统解决办法

目前，低压配电系统业务中提高电压和电源质量的解决办法有限。长时的电压变化可通过在满足所有并网用户的电压范围内设定变压器的分接头得到控制。不幸的是，大多数变电站并没有装备自动电压控制器和有载调压分接头，因此，电压变化的减缓仍需要不同的方法进行抑制。这些方法之一是负载（骚扰源）应尽可能近地与能源相连接。这要求系统进行某些重新配置，成本高。线路上的非有功功率过载产生的电压跌落可使用附加的无功功率补偿器进行补偿。这种类型的设备对电压失真敏感，使用时应非常小心。

2. 目前和将来能源支持的应用

低压配电系统中电压分布的许多问题可以使用配电系统中分布的小功率源加以解决。配电系统运营商认为分布式发电的系统特性不好预测，因此不容易处理它们运行区域内的这些电源。某种程度上说，这种情况是事实。但若运营商具有系统状态的足够信息和已知分布式发电的特点，则能够使用附加设备提高系统的可靠性。这需要做一些工作，例如：

1）研究能给出系统参数更多信息的智能计量；

2）研究包括能量存储的分布式发电的电力管理系统；

3）研究标准和法规。

低压配电系统运行结构的变化需要高的成本，这要运营商和分布式发电设备的拥有者共同分担。对于他们投资的回报，能从低压配电系统的辅助业务中获利。因此，本地能源市场的所有参与者都是满意的。

根据以下分类，存在多种类型的分布式发电源：

1）发电类型；

2）互连类型；

3）运行模式。

取决于额定功率和互连类型，分布式发电能够为电网提供不同的业务：

1）有功功率传输（本地频率控制）；

2）电压的稳定或保持；

3）无功功率补偿。

3. 电磁兼容和电源质量要求

分布式发电源及其电网接口必须在电压质量（VQ）、电源质量（PQ）和电磁兼容方面满足兼容要求[4,5]，例如根据指令2004/108/EC。已有一些标准或标准草案涉及分布式发电设备的设计、接地和安全。此外，兼容标准中也增加了与低压分布式发电有关的内容。熟悉这些文件内容的同时，但我们要强调，它们并没有考虑一些类型的辅助业务。忽略与电源失真补偿有关的业务，分布式发电系统应满足表2.1给出的要求。从表中可看出，具有电力电子接口的分布式发电系统为电磁干扰源，必须满足更严格的要求。

4. 发电和能量存储

表2.1列出的分布式发电为主要的不同能量源。从本问题的角度，它们可分为3组：

1）具有燃料流动控制能力——初次调节；

2）具有电调节——二次调节；

3）基于能量存储。

分布式发电输出电压的调节类型和电源参数确定了互连的方式和可能的辅助业务范围。由表2.1中的数据可得出，以上提到的第一组基于交流同步发电

机（汽油、水力、生物和柴油）。它们与低压配电系统直接相连，在这种特定情况下，它们并不会产生 EMC 问题。这些分布式发电提供给电网的辅助业务主要与低压配电系统电压参数调节的基波有关（在一些允许的孤岛模式——供载中，频率控制，RMS 电压控制）。

表 2.1　分布式发电的优点和要求

分布式发电的类型	发电类型	电网接口		兼容要求			其他标准（连接，安全等）	工作模式		电网业务	
		DT	PEI	VQ	PQ	EMC		并网	孤岛	功率传输	辅助业务
				EN50160		IEC61000					
汽油（废热发电）	AC	×		×	×		IEC60034 ISO3977	×		×	×
风力	AC 或 DC		×	×	×	×	IEC61400	×	×（用户侧）	×	×
水力	AC	×		×	×		IEC60034	×	×（用户侧）	×	×
生物（沼气）	AC	×	×	×	×	×	IEC60034	×	×（用户侧）	×	×
柴油（生物柴油）	AC	×		×			ISO8528		×	×	
光伏	DC		×	×	×	×	IEC61730 VDE0126	×（大规模）	×（用户侧）	×	×
燃料电池	DC		×	×		×	IEC62282		×	×	
电池	DC		×	×	×	×	IEC60896	×（大规模）	×	×	×
压缩空气蓄能	AC 或 DC		×	×	×	×	97/23/EC	×	×（用户侧）	×	×
车辆到电网	DC		×	×	×	×	SAE J2293	×	×（用户侧）	×	×

注：DT 为直连；PEI 为电力电子接口；VQ 为电压质量；PQ 为电源质量；EMC 为电磁兼容；PV 为光伏；CAES 为压缩空气蓄能；V2G 为车辆到电网。

第二组中的分布式发电基于可再生能源（光伏和风力），这种情况发电产生的功率主要取决于天气条件。它们需要使用电力电子接口与低压配电系统互连。电力电子接口把分布式发电的输出参数和公共耦合点的规定要求相匹配，此外，电力电子接口能够平滑注入功率的特性，这可用于抑制电压变化。和具有系统电压和电流高次谐波补偿的上组相比，基于分布式发电的电力电子接口能够为低压配电系统提供更多的辅助业务。不幸的是，正如前述已表明的，由于电力电子接口结构中使用了高频变换器，因此它们是电磁干扰源。

基于分布式发电的能量存储（电池、压缩空气蓄能、车辆到电网和燃料电池）则具有以上两组的优点。使用储能和基于互连的电力电子接口，能量存储能够提供最大范围的辅助业务，但其最大的缺点是有限的能量容量。这种能量可通过外部能源（例如分布式发电）或电网补给。这就是为什么使用平滑系统负载特性的能量存储和使用具有分布式发电的混合系统的原因。低压配电系统的能量存储会随着电力电子接口控制充电和放电的过程而饱和，因此，这种情况预期会出现电磁兼容问题。

两种类型的逆变器都可作为电力电子接口。尽管电流源逆变器（Current Source Inverter，CSI）有时用于耦合的能量存储装置，例如使用低压配电系统的超导磁蓄能，但大多数的电力电子接口使用的则是电压源逆变器。使用两种工作模式在电压源逆变器中都可实现传输给电网的功率量级的控制：

1）电压工作模式，进行输出电压环路的控制以满足需要业务的要求；

2）电流工作模式，进行输出电流环路的控制。

它们的共同优点是双向功率流动，但每种模式又有自己的特点。例如，当利用电压源逆变器的电流工作模式时，当系统重新进入孤岛模式时，则不可能实现供载，和这种情况相比，当要求保持公共耦合点的电压分布时，在电压工作模式则不能使用电流补偿。

参考文献

1. Agilent, Cookbook for EMC precompliance measurements. Agilent Technologies
2. CISPR (2010) CISPR 16–1: specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 1—Radio disturbance immunity measuring apparatus specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods—Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus—measuring apparatus. CEI, 2010
3. CISPR (2010) CISPR 16–1: specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 1—Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods—Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus—ancillary equipment—conducted disturbances. CEI, 2010
4. Heirman D (2011) EMC aspects of smart grid. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), Aug 2011

5. Olofsson M (2009) Power quality and EMC in smart grid. In: 10th international conference on electrical power quality and utilisation, EPQU 2009, pp 1–6, Sept 2009
6. Ott H (2009) Electromagnetic compatibility engineering. Wiley, New Jersey
7. Paul CR (2006) Introduction to electromagnetic compatibility. In: Wiley series in microwave and optical engineering, t. 1. Wiley-Interscience, Hoboken
8. Rauscher C (2001) Fundamentals of spectrum analysis. Rohde & Schwarz, Munchen
9. Smolenski R, Jarnut M, Benysek G, Kempski A (2011) Power electronics interfaces for low voltage distribution generation—EMC issues. In: 7th international conference-workshop on compatibility and power electronics—CPE 2011, pp 107–112 [CD-ROM]. [B. m.], 2011
10. Weston D (2001) Electromagnetic compatibility: principles and applications. Electrical engineering and electronics. Marcel Dekker, New York
11. Wieckowski T (1997) Measurement of emission of electric and electronic devices (In Polish). Pomiar emisyjnosci urzadzen elektrycznych i elektronicznych. Biblioteka Kompatybilnosci Elektromagnetycznej, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wroclawskiej
12. Williams T, Armstrong K (1999) EMC for systems and installations. Newnes, Oxford

第 3 章　智能电网中的传导电磁干扰问题

3.1　低压和中压电网中干扰的流动

很远电路中的变换器会产生很高电平的干扰，尤其在 CISPR A 频段，以及观察到引起的电子设备故障，这就需要深入地研究侵入本地电网中的干扰。我们使用具有 10kW 异步电动机（IM3，见附表 4）的商用 25kW 四象限变频器（FC2，见附表 6）研究干扰的流动。使用由 EMI 接收机和线路阻抗稳定网络（LISN）组成的标准化系统进行了初步测量。图 3.1 示出了峰值检波器和平均值检波器的测量结果，CISPR A 和 CISPR B 频率范围的典型中频带宽分别等于 200Hz 和 9kHz[14,16,26-28]。

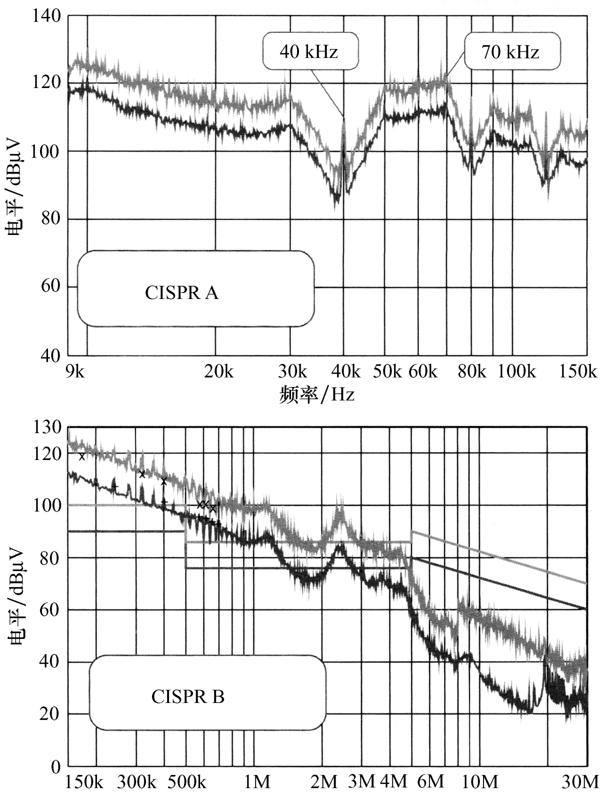


图 3.1　CISPR A 和 CISPR B 频率范围中的传导电磁干扰频谱

为了深入地评估侵入到电网的干扰，我们测量了不使用 LISN 时本地电网直接供电的变换器保护地导线中的共模干扰电流。图 3.2 示出了 CISPR A 频段的测量结果。测得的共模电流曲线和使用 LISN 测量的传导 EMI 曲线的一致性表明，共模噪声主要为所研究的变换器引入的高电平发射。

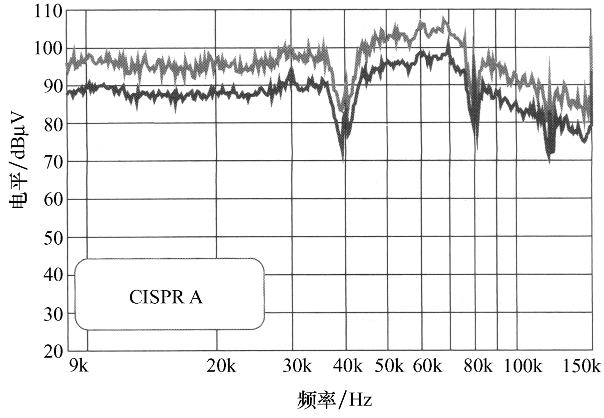


图 3.2　CISPR A 频率范围的共模电流频谱

第 2 章中我们已经表明，共模干扰的来源为共模电压源，由于在系统中性点暂时的电气不对称，因此不可避免地会存在这些共模干扰源。这种不对称由使用三相两电平变换器桥的脉宽调制方式产生。三相电路中的共模电压定义为相电压和的 1/3。有源整流器和逆变器中晶体管的通断产生的大的共模电压 du/dt 值，从而出现了共模电流。图 1.12 ~ 图 1.14 中所示实验结果已经表明，负载状态和四象限变频器的工作对共模电流的电平和波形影响较小，因此，在给出的所有情况中，驱动系统为无负载的正向转动的四象限变频器。此外，频域的测量结果和振荡模式的分析表明，在图 3.3 所示的四象限交流发电机系统中，存在两个共模电压源。一个位于变换器侧，另一个位于电动机侧。

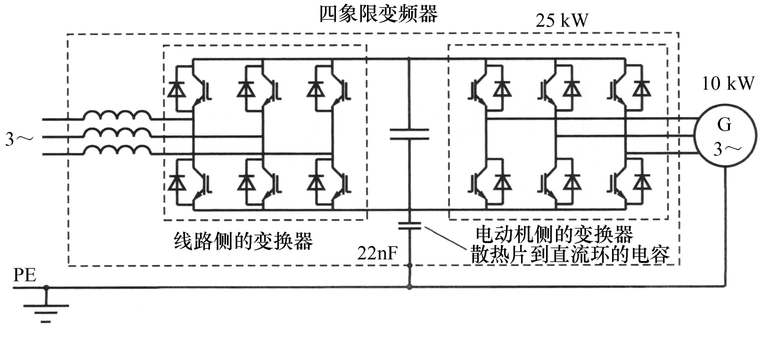
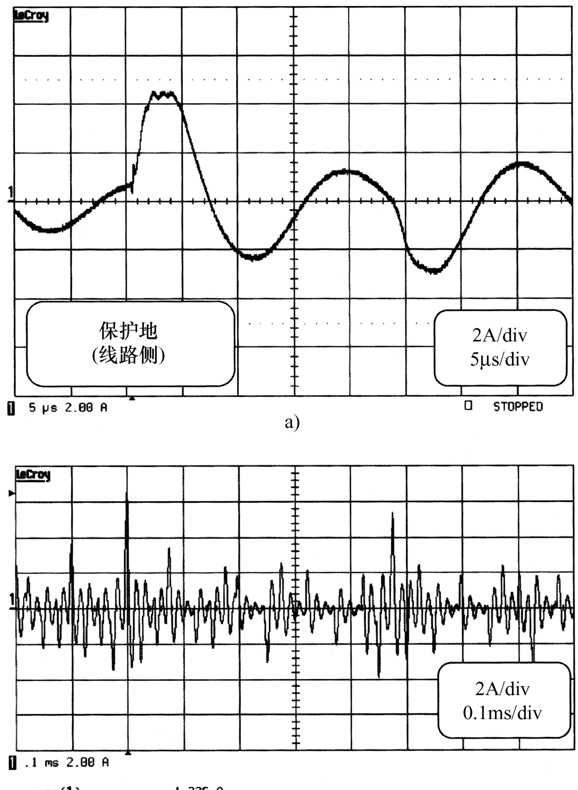


图 3.3　具有交流发电机的四象限变频器的示意图

图 3.4 示出了不同时间坐标时使用宽带电流探头（DC50MHz）在变换器线

路侧的保护地导线中测量的共模电流。



a)
b)

图 3.4　变换器线路侧的共模电流

a）放大的波形　b）宽的时间坐标

变换器线路侧的共模电流为阻尼振荡波形，幅值等于 10A，主振荡频率近似为 70kHz。使用频率等于 40kHz 的采样保持单元同步晶体管的通断瞬态。这种电流的 RMS 值能够超过 1A（图 3.4 中为 1.2A）。

流动的共模电流会在电网的共模阻抗上产生电压降，这在每一相电压中都可以看到，为相同波形的高频骚扰，如图 3.5 所示。电源端子上的共模电压等于相电压和的 1/3。

由于变换器产生的频谱的特征波形，因此我们能够进行干扰侵入的详细分析。频谱的包络通常为频率等于 70kHz 的阻尼振荡波形，这由输入线路的电抗器，电网的阻抗以及散热片到直流环的电容组成的谐振电路产生，而频率近似为 40kHz 整数倍的频谱的形状与采样保持晶体管通断同步信号的频率和输入谐振滤波器的衰减有关。

图 3.6 示出了在实验室中具有规定电缆类型、长度以及干扰电压测量点的

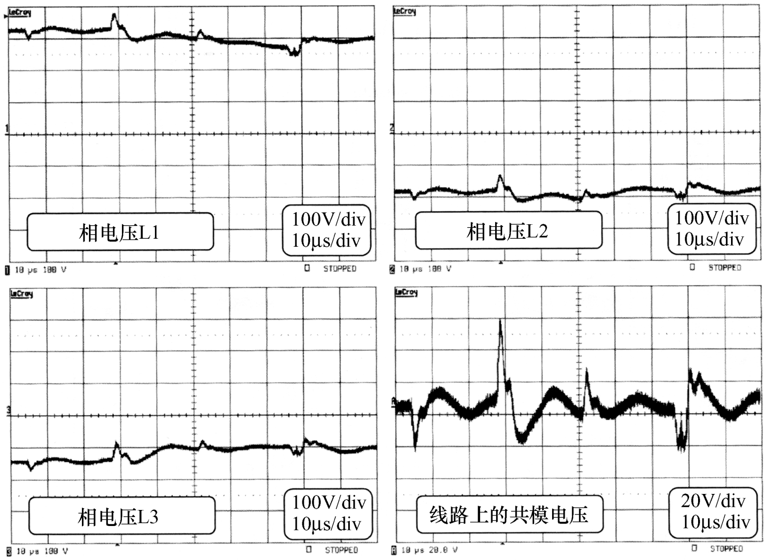


图 3.5　变换器输入端子上的相电压和共模电压

电网方案，测量频率等于 70kHz，中频带宽等于 200Hz。

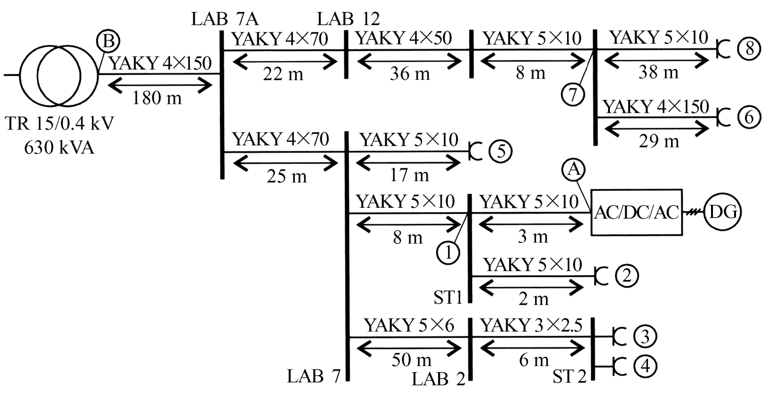


图 3.6　规定了测量点的电网方案

图 3.7 示出了图 3.6 中规定点的测量结果。对于每一测量点，在频率 70kHz 使用准峰值检波器进行 100 次测量，测量时间为 1s。测量状态为变换器的通和断。测量结果使用点标出单个值的箱线图表示。尽管本地电网的广延性，但变换器的工作仍会在所有测量点引起干扰电平的显著增加。干扰电平的增加程度主要取决于变换器到测量点的距离。

图 3.8 示出了使用电流探头在实验室的电源电缆保护地导线上测量的共模电流频谱。测量点位于距干扰源（图 3.6 中的 B 点）大于 200m 的公共保护地母线附近的变电站。图 3.8a 示出了电缆保护地导线中的背景噪声，图 3.8b 示出了变换器工作过程中在相同点测量的共模电流频谱。从图中可看出，共模干扰的

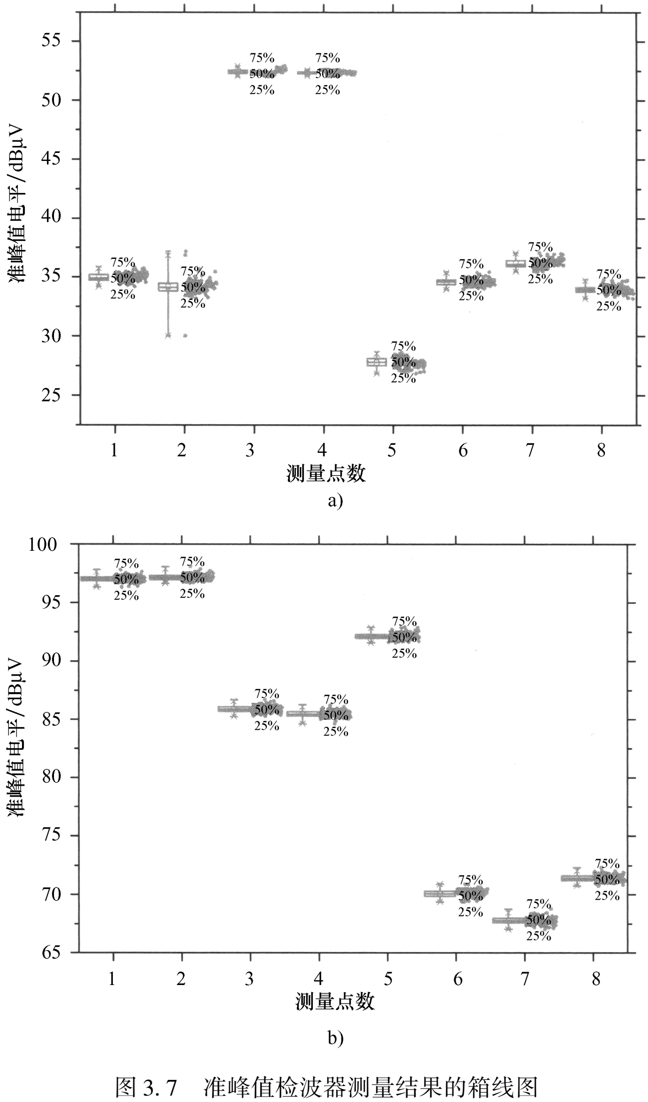
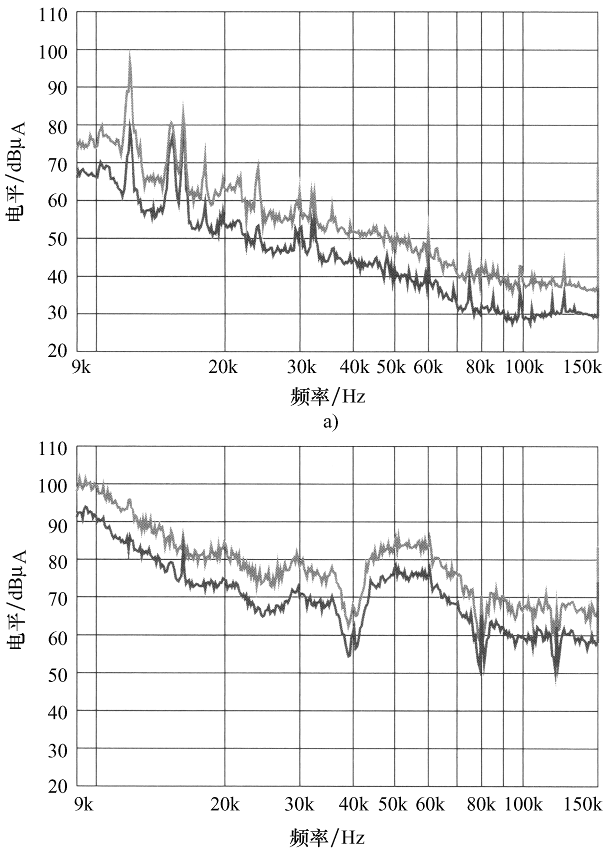


图 3.7　准峰值检波器测量结果的箱线图

a）关闭变换器时的接口　b）开启变换器时的接口

电平显著增加。在电流的主振荡频率 60kHz 时，和背景干扰相比，干扰电平增加了 100 倍（40dB）。尽管实验室中干扰电流的流动存在许多替换路径，但和变换器附近保护地导线中测量的干扰相比，所观测到的电平要小 20dB。

图 3.9 示出了 150kHz～30MHz（CISPR B）频段中 150kHz～5MHz 的研究结果（5MHz 以上时无显著的干扰）。所示共模电流测量频谱，图 3.9a 为变换器附近的保护地导线的测量结果，图 3.9b 和图 3.9c 分别为变换器开启和关闭时变电站内电源电缆的保护地导线的测量结果。除了分析频段的起始部分外，和背景噪声相比，使用峰值检波器测量的逆变器产生的干扰有轻微增加。然而，当使



b)

图 3.8　在变电站端电源电缆保护地导线中的电流频谱
a）关闭变换器　b）开启变换器

用平均值检波器在 2MHz 以下测量时，共模电流的频谱最大差值可达到 20dB。第 2 章中我们已经表明，平均值检波器的电平随着干扰电流重复率的增加而增加。峰值检波电平（见图 3.9b 和图 3.9c）意味着，即使关闭变换器时，本地低压电网中变电站附近的电源电缆保护地导线中也能测量到最大幅值的共模电流。

然而，在变换器开启时，使用平均值检波器测量的增大的干扰电平表明，共模电流最大幅值（峰值检波）的出现率远大于变换器工作时的情况。

散热片到直流环的电压短的上升和下降时间意味着，干扰电流的路径应认为是分布参数电路，上升和下降时间会影响共模电流和干扰电路的典型扩展。分析干扰传播的基本方法是使用行波法。这种方法已用于有关调速驱动系统中干扰电流路径的论文[14,15,19-22,25]。应强调的是，电源电缆通常工作在波阻抗失配的条件下。电缆波阻抗的失配会引起多次反射和干扰，由于电缆的非线性频率特性，这会影响共模电流的波形和谐振。这些现象使得很难识别分布式系统中

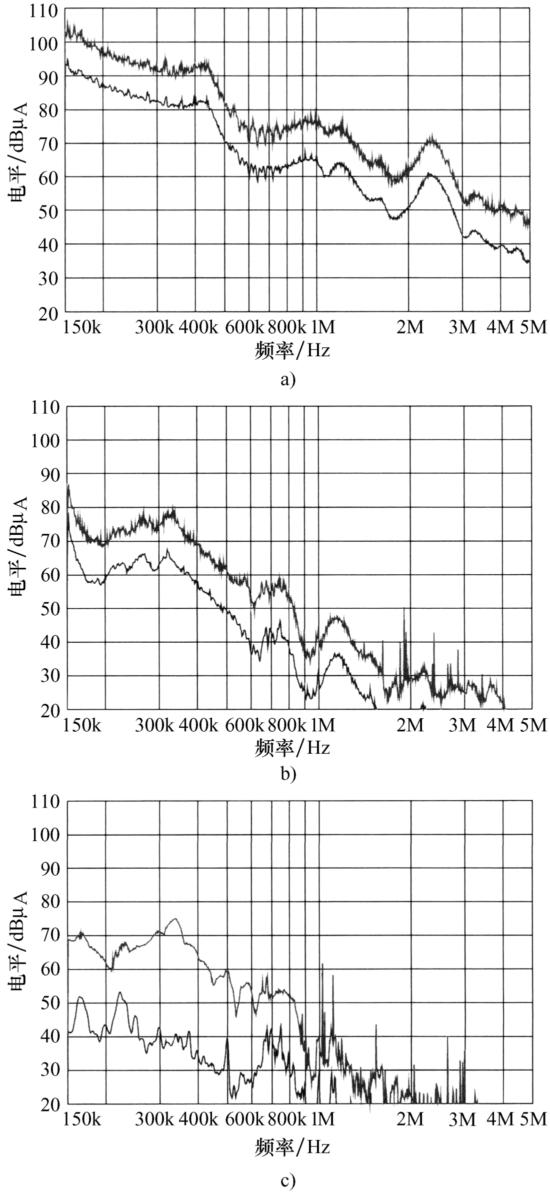


图 3.9　在保护地导线中的电流频谱

a）变换器附近　b）当变换器开启时变电站内测量结果

c）当变换器关闭时变电站内测量结果

不同点测量的干扰电流的源。我们应注意，四象限驱动在本地电网中的不同点产生的共模电流的主振荡频率不同，例如，图 3.2 中为 70kHz，图 3.8 中为 60kHz。

由于干扰电流路径的非线性阻抗很大程度上影响着产生的频谱，因此，很难识别较高频率的干扰。图 3. 10 示出了测量的不同长度的 YAKY 4 × $25mm^2$ 电源电缆共模阻抗的模。

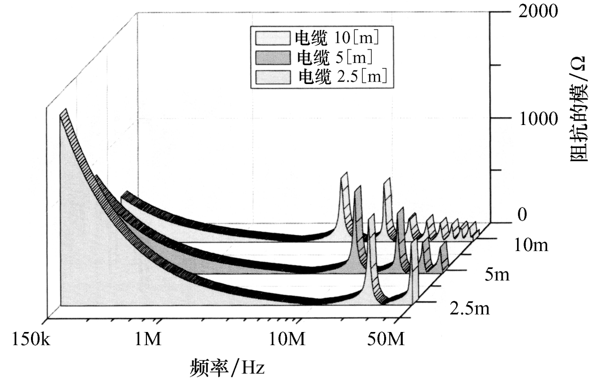


图 3. 10　YAKY 4 × $25mm^2$ 电源电缆共模阻抗的模
（长度分别为 2. 5m，5m 和 10m）

随着电缆长度的增加，我们必须考虑低频范围的谐振频率。这种研究结果表明，MHz 范围内的高频干扰显著地减小。CISPR A 频率范围内共模阻抗的模和相位主要取决于电缆的长度、类型和干扰频率。两端子共模阻抗的测量可利用电缆的插入损耗进行分析。

在图 3. 11 所示的城市变电站和架空中压输电线下的规定点进一步研究了干扰在配电系统中的传播。异步发电机（IM3，见附表 4）的 AC/DC/AC 接口（FC2，见附表 6）连接到 160kVA 电源变压器的低压端。

中压电网中传导电磁干扰的研究需要应用场测量方法。有源环天线用于测量进入中压电网中的干扰。应重点指出的是，变压器的低压端和中压端分别位于建筑物的相反方向且距离非常远的点上。所示实验结果表明，图 3. 11 系统中变换器产生的电磁干扰通过寄生电容耦合到变压器的中压端（并不根据变压器的电压比）。在这种情况中，变压器不能被认为是高频干扰的衰减装置。

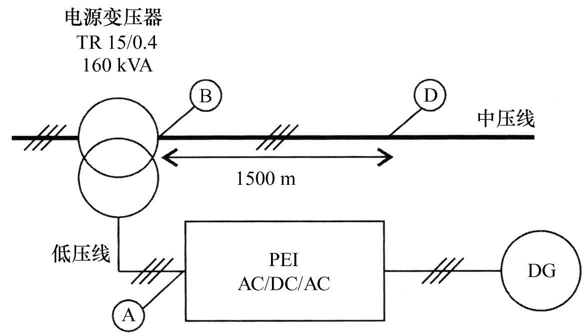


图 3. 11　具有指定测量点的中压和低压电网示意图

图 3. 12 示出了电源变电站低压端和中压端（图 3. 11 中的点 A 和点 B）的磁场强度测量结果。

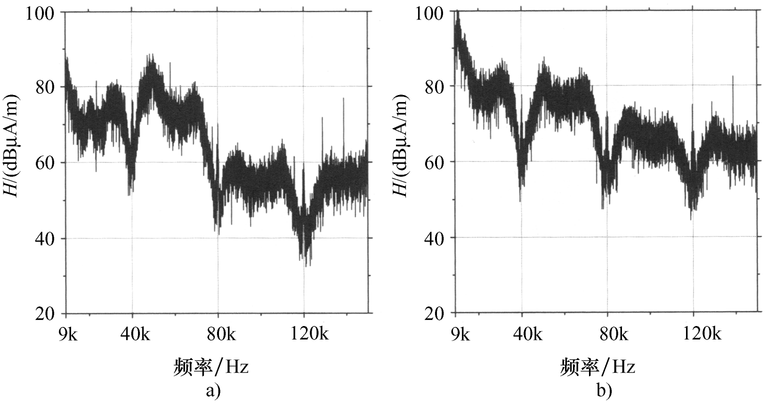


图 3. 12　电源变压器两端的磁场强度

a）低压端（点 A）　b）中压端（点 B）

在图 3. 11 中架空中压线下进行了进一步的研究。第一个测量点（点 C）距离变电站 20m。第二个测量点（点 D）位于距离变电站 1500m 的架空中压线下。在每一种情况中，环天线沿着中压线放置，目的是确保测量到近场干扰电平的最大值。

图 3. 13 示出了和背景干扰相比较时变换器产生的干扰的增加，测量点位于距离变电站 20m 和 1500m 的架空中压线下。

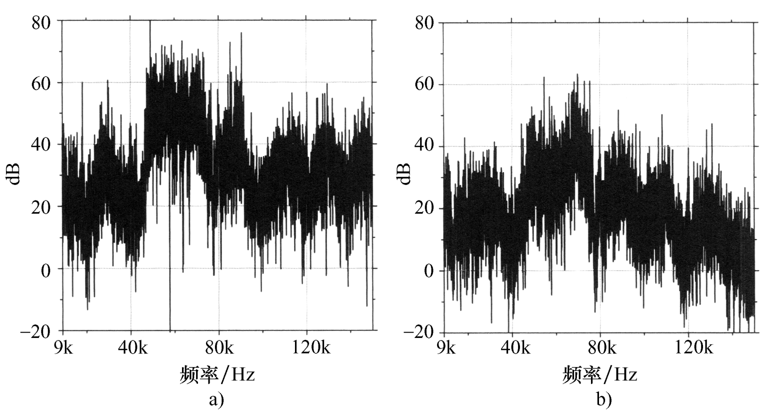


图 3. 13　架空中压线下变换器引起的干扰的增加

a）距离变电站 20m　b）距离变电站 1500m

所示结果表明，连接到低压电网的四象限变换器会产生高电平的传导 EMI，在位于架空中压线下的远距离点上，干扰电平增加了 40～60dB。可以观察到，对于变换器产生的特征振荡频率，在这两个相距较远的点上，干扰电平仅衰减了 10～20dB。应强调的是，由于行波[22,25]，尤其是驻波现象，测得的衰减应认

为是近似电平，它可能会沿着中压线路而变化。

3.2　电力电子变换器产生的干扰的叠加

3.2.1　一组具有确定和随机调制的变换器产生的传导 EMI

智能电网的发展通常要求在非常小的区域内连接大量的电力电子接口。根据指令 2004/108/EC：“对于具有不同配置的设备，电磁兼容的评估应当确认设备在预期的典型状态使用时，是否满足了制造商所预见的配置的防护要求；在这种情况中，应在最可能产生最大骚扰的配置上进行评估就足够了。”这意味着，电力电子变换器的生产者，尤其是专门用于智能电网的生产者，应考虑一组变换器引入到电网的叠加干扰的影响，而不是单个变换器的电磁发射。然而，EMI 的实际测量表明，生产者仅限于根据标准进行测量，忽略了一组变换器的内部和外部电磁兼容的分析和研究。没有标准把这种研究作为主要内容。

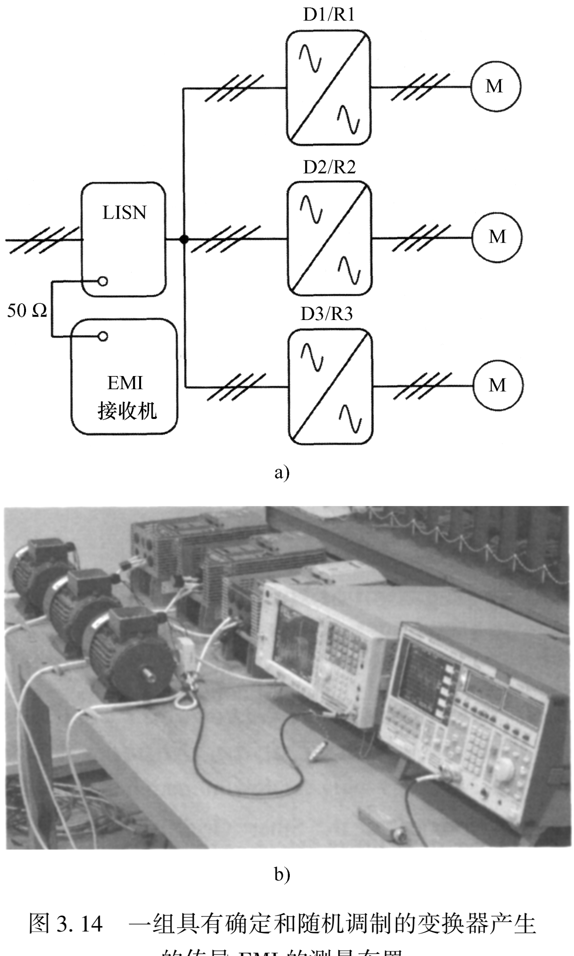
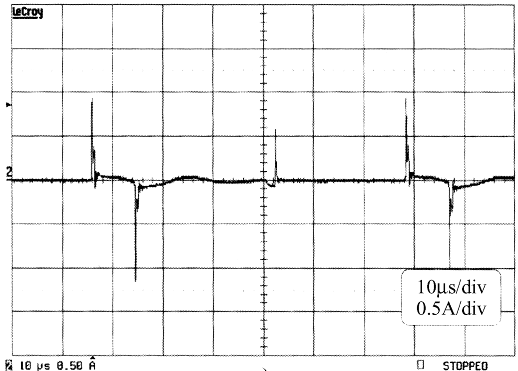


图 3.14　一组具有确定和随机调制的变换器产生的传导 EMI 的测量布置

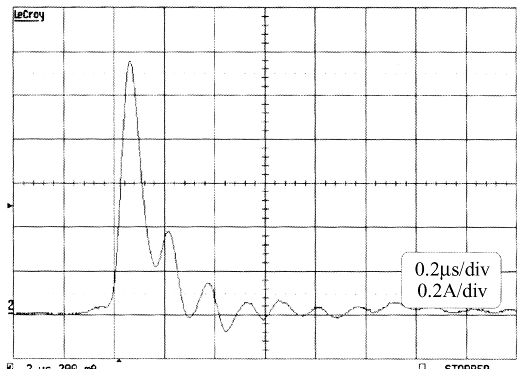
通过研究表明，在这种具有多个变换器的系统中进行测量存在困难。作为干扰源，被研究的系统为：通过 LISN 供电的由 7.5kW 变频器（FC1，见附表 5）作为输入的 1.5kW 感应电动机（IM1，见附表 2）组成的 3 个相同驱动系统（驱动系统 1、驱动系统 2 和驱动系统 3），如图 3.14 所示。

振荡频率由共模电流路径的剩余和寄生参数的值确定，如图 3.15 所示。共模电流根据保护地电缆导线（或屏蔽层）的高频阻抗与逆变器的接地点和电动

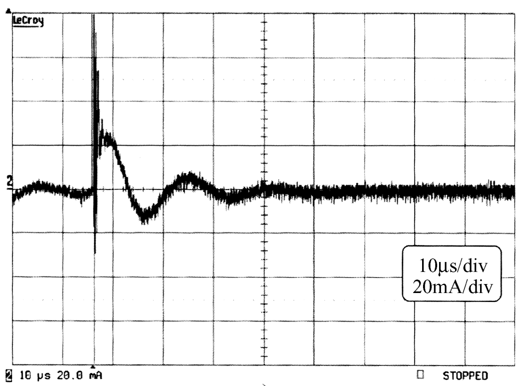
机之间接地结构的高频阻抗的比值进行分割。共模电流的主要返回路径为散热片到直流环的电容[15,16]。



a)



b)



c)

图　3. 15

a）电动机保护地导线中的共模电流　b）共模电流的高频分量

c）共模电流的低频振荡

共模电流在散热片到直流环的电容上会产生共模电压降。在整流器二极管的断开状态，这种电流仅小部分的高频分量流过二极管的寄生电容和变换器的电源结构。在导通状态，这种电压降会在由直流环到散热片的电容和电源（或 LISN），电缆以及输入滤波器所引入的电感组成的闭合环路中产生频率很低的小幅值振荡。

图 3.16 示出了整流二极管导通和断开状态时变换器线路侧的共模电流和相电流。

共模电流和差模电流的出现时间取决于逆变器的控制算法。此外，电流电平和振荡频率受到输入整流器导通状态的调制。图 3.17 示出了变换器线路侧的共模电流频谱。从图中可以看出，通过 6 脉冲整流器调制逆变器的载波频率得到了 300Hz 的边带谐波。由于 CISPR A 频段等于 200Hz 的中频带宽的选择性，因此在标准的 EMI 测量中，仅能稍微看到边带谐波。

图 3.19 中的光谱图示出了以下情况时载频为 16kHz 具有边带谐波的共模电流电平相对于时间的变化：a）一个驱动系统，b）两个驱动系统，c）三个驱动系统。光谱图例证了在 31.79s 内时载波谐波电平的变化。工作的逆变器数量越多，则测量的电流电平越大。然而，调制包络会使干扰电平减小，低于单驱动系统情况下测量的干扰电平。

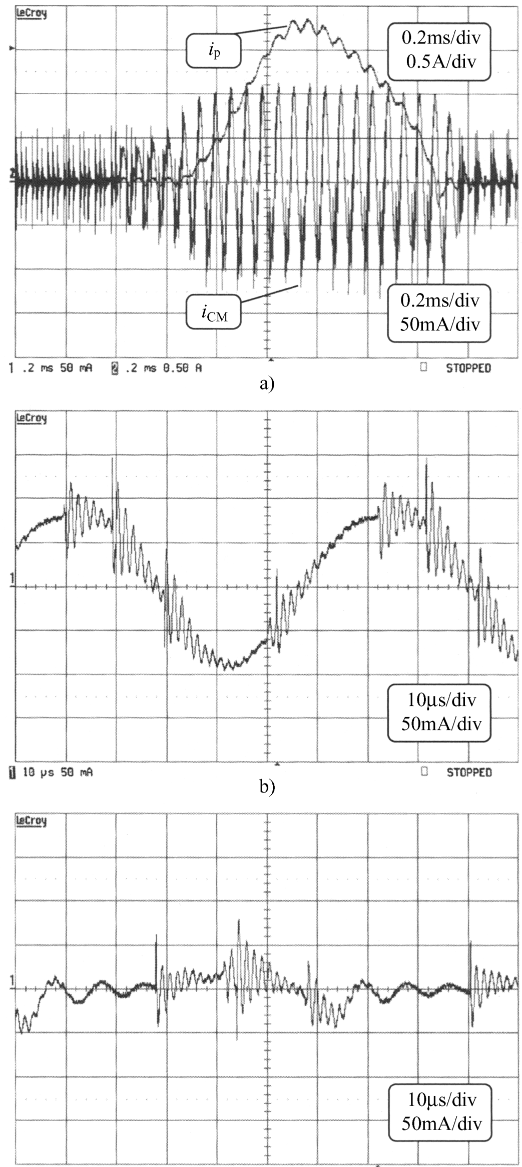


图　3.16

a）变换器线路侧的共模电流和整流器的相电流　b）整流器导通状态时的共模电流　c）整流器断开状态时的共模电流

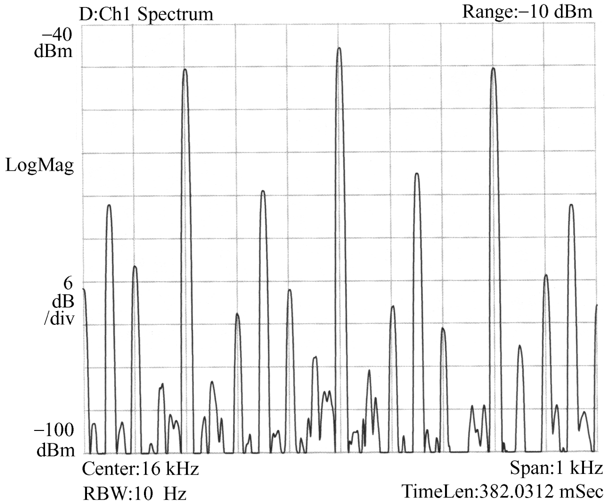


图 3.17 6 脉冲整流器产生的载波频率具有
边带谐波的线路侧共模电流的频谱

在由 LISN 供电的 3 个相同 1.5kW 发电机驱动（IM1，见附表 2 以及 FC1，见附表 5）组成的系统中进行测量。图 3.18 示出了使用 EMI 滤波器的 FC1 变换器方案。

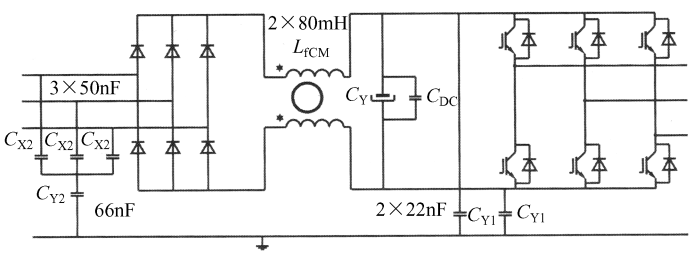


图 3.18 使用了 EMI 滤波器的变换器方案

图 3.19 示出了在这种系统中的测量结果。

为了确保干扰电流电路不变，在整个测量过程中，所有的变频器应连接到 LISN，仅逆变器进行通断。对一个驱动的系统、两个驱动的系统和三个驱动的系统分别进行了测量，像一台设备一样，全部符合 EN 61800－3。

所有的振荡模式可以区分为图 3.15 和图 3.16 所示的时域电流波形。从图中我们能够看出，一组变换器驱动引入到电网的传导 EMI 电平要远大于单个驱动产生的 EMI 电平。这意味着，在包含大量变换器的系统中，我们预期会碰到更多的 EMC 问题。

应重点强调，在“晶体管收音机”里，半导体仅作为 RF 检波器，能够解调任何射频信号[31]。抗扰度测量实践已经表明，电子设备对调制信号更为敏感。

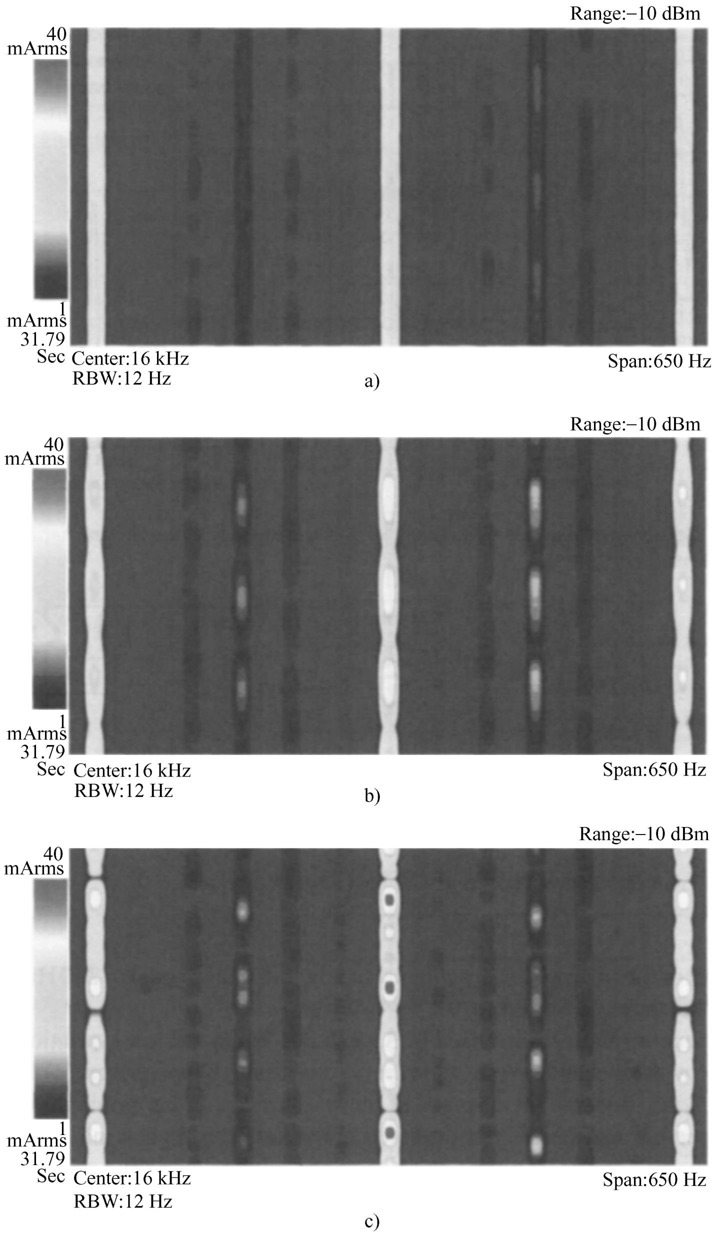


图 3.19　载波频率的干扰电流光谱图

a）单驱动工作　b）双驱动工作　c）三驱动工作

在由不同算法控制的多个变换器组成的系统中，我们会碰到宽带的干扰包络，这会产生许多与确保设备的抗扰度有关的问题。

矢量信号分析是非常有用的方法，能够研究调制对干扰的影响。

图 3. 20 示出了以下情况时最大干扰电流电平的矢量图。电流电平的增加和调制的影响很容易评估。

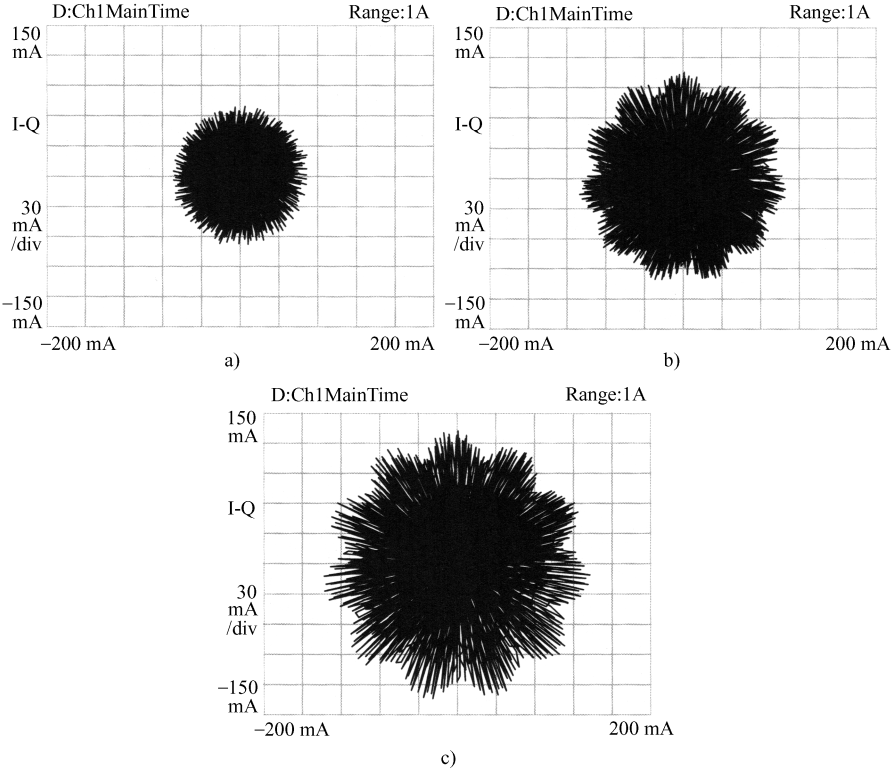


图 3. 20　干扰电流电平最大值的矢量图

a）单驱动　b）双驱动　c）三驱动

图 3. 21 所示的箱线图给出了使用平均值检波器测量开关频率，标准测量时间等于 1s 时 1000 次最终测量结果的分布。测量结果的分布，尤其在一组变换器同时工作时，则显著不同。达到 17dB 的差值表明，标准测量程序不能有效地评估一组变换器产生的叠加传导干扰。

三个驱动同时工作时产生的最高电平要比单驱动工作时驱动 2 产生的最高电平大 6dB。

3. 2. 1. 1　具有确定和随机调制的一组电力电子接口在 CISPR A 频段产生的传导电磁干扰

在参考文献中，随机调制通常被认为是减小 EMI 的技术[2,5,12,17,23]。图 3. 22 ~图 3. 24 分别示出了 3 个变换器处于不同配置，当具有确定和随机调制时在 CISPR A 频段的传导 EMI 测量结果。

使用标准的峰值和平均值检波器测量 EMI 频谱。开关频率等于 6kHz，因此，该频率大于 CISPR A 频段的中频滤波器带宽（200Hz），小于 CISPR B 频段

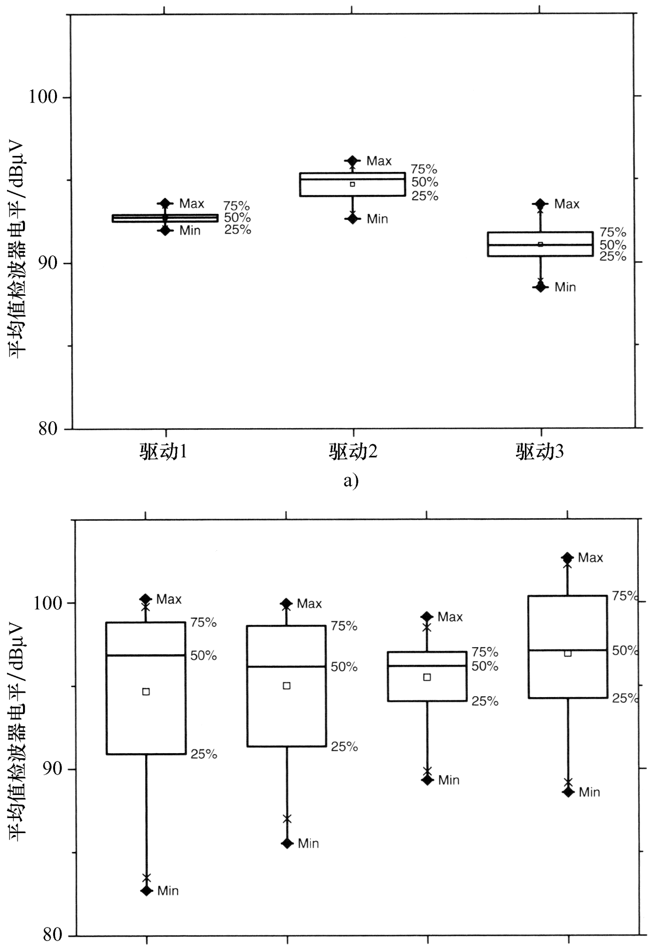


图 3.21　平均值检波器测量结果的箱线图

a）单驱动　b）一组驱动

的中频滤波器带宽（9kHz）。

在所分析的所有情况中，除了 LISN 的高频阻抗，由于部分干扰路径是由变换器的电路组成，为了确保干扰电流路径的阻抗不变，因此，每一个变换器在整个测量过程中都与电源相连接。仅逆变器的晶体管处于工作模式和非工作模式。

图 3.24 示出了一组具有确定和随机调制的 3 个变换器产生的叠加干扰频谱。

所得实验结果的比较表明：

1）尽管能够保持变换器、电缆和负载的相同配置，但在特定系统中 EMI 电流的频谱包络和振荡频率会有所不同。

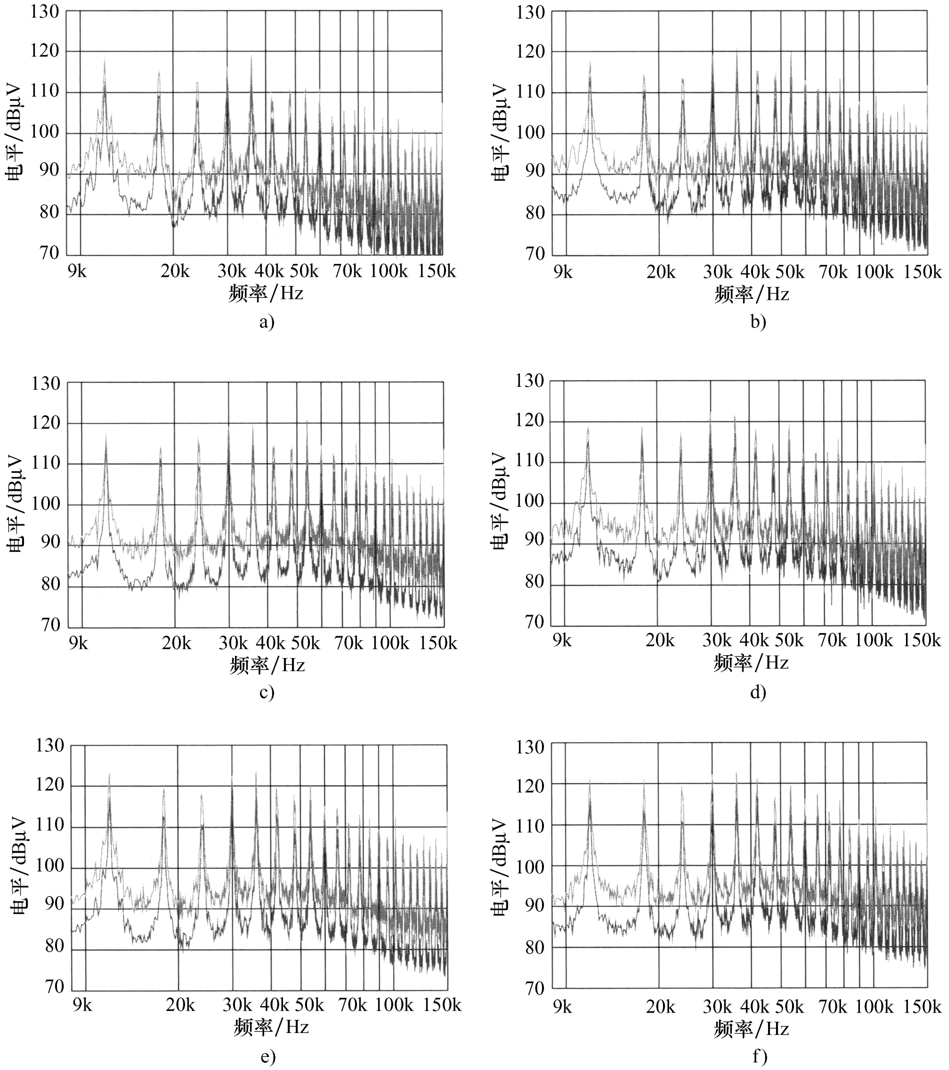


图 3.22　峰值和平均值检波器测量的具有确定调制的变换器的传导 EMI 频谱（CISPR A 频段）

a）D1　b）D2　c）D3　d）D1&D2　e）D1&D3　f）D2&D3

2）对于给定系统，两种调制方式的振荡频率和干扰包络相同。

3）对于两种调制方式，叠加的干扰电平要大于单个变换器引入的干扰电平。

4）随机调制的变换器产生的 EMI 频谱扩展，使得测得的最大 EMI 电平要远大于确定调制的情况，在确定调制中，当频率等于开关频率的谐波时，功率谱密度较大。

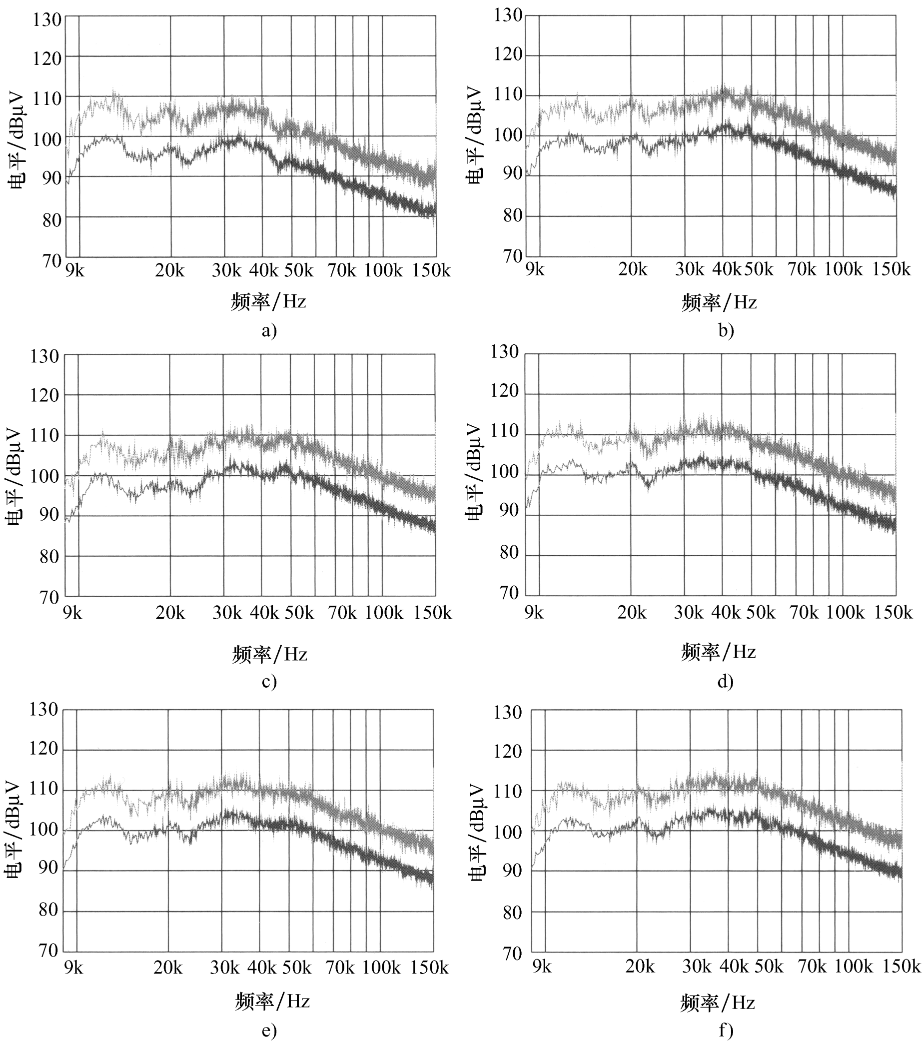


图3.23　峰值和平均值检波器测量的具有随机调制的变换器的传导 EMI 频谱（CISPR A 频段）

a）R1　b）R2　c）R3　d）R1&R2　e）R1&R3　f）R2&R3

3.2.1.2　具有确定和随机调制的一组电力电子接口在 CISPR B 频段产生的传导电磁干扰

图 3.25 和图 3.26 分别示出了具有确定和随机调制的 3 个变换器处于不同配置，工作和不工作时在 CISPR B 频率范围的峰值和平均值传导 EMI 测量结果，而图 3.27 比较了两种调制时 3 个变换器产生的叠加传导电磁干扰。在这种情况中，CISPR B 频段标准滤波器的中频带宽和测量选择性将不能识别与逆变器开关频率（等于 6kHz）相关的调制分量。

CISPR B 频段的干扰包络形状主要取决于寄生耦合的参数，这些参数确定了

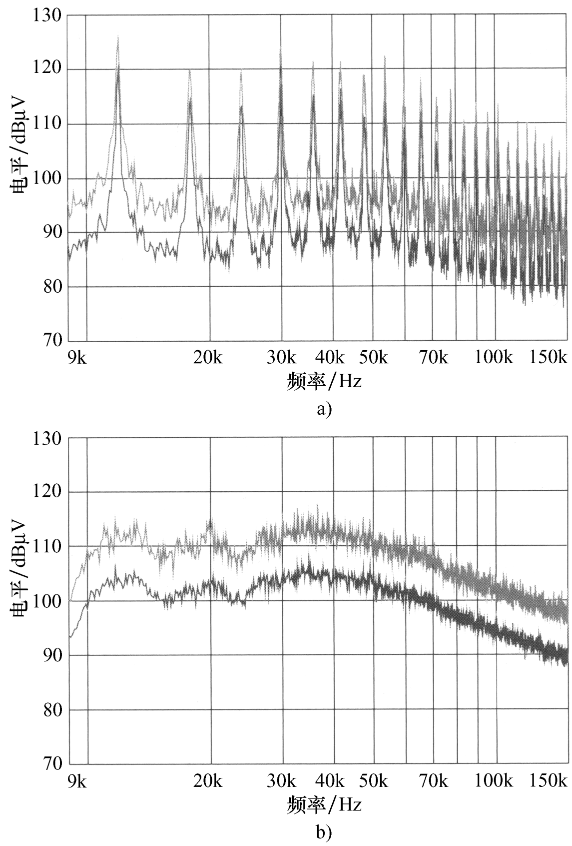


图 3.24 峰值和平均值检波器测量的 3 个变换器产生的叠加的 EMI 频谱（CISPR A 频段）

a）确定调制 b）随机调制

干扰电流路径的谐振频率。尽管采取了许多安装措施，目的是确保相同的耦合，但单个变换器产生的 EMI 频谱还会显著不同。CISPR B 频段的 EMI 频谱分析表明：

1）CISPR B 频段的干扰频谱包络取决于 EMI 电流寄生电路的剩余参数，实验电路中要精确地改变干扰频谱的包络很难。

2）对于给定系统，两种调制方式的振荡频率和干扰包络相同。

3）对于两种调制方式，叠加的干扰电平要大于单个变换器产生的干扰电平。

4）测量选择性的降低引起中频滤波器覆盖频段 EMI 频谱的扩展，但这并没有减小随机调制系统中测量的干扰电平。

5）在有些参考文献中，就产生的干扰而言，和确定调制相比，随机调制的优点为可接受的标准测量程序以及这些系统更深入的 EMC 分析。

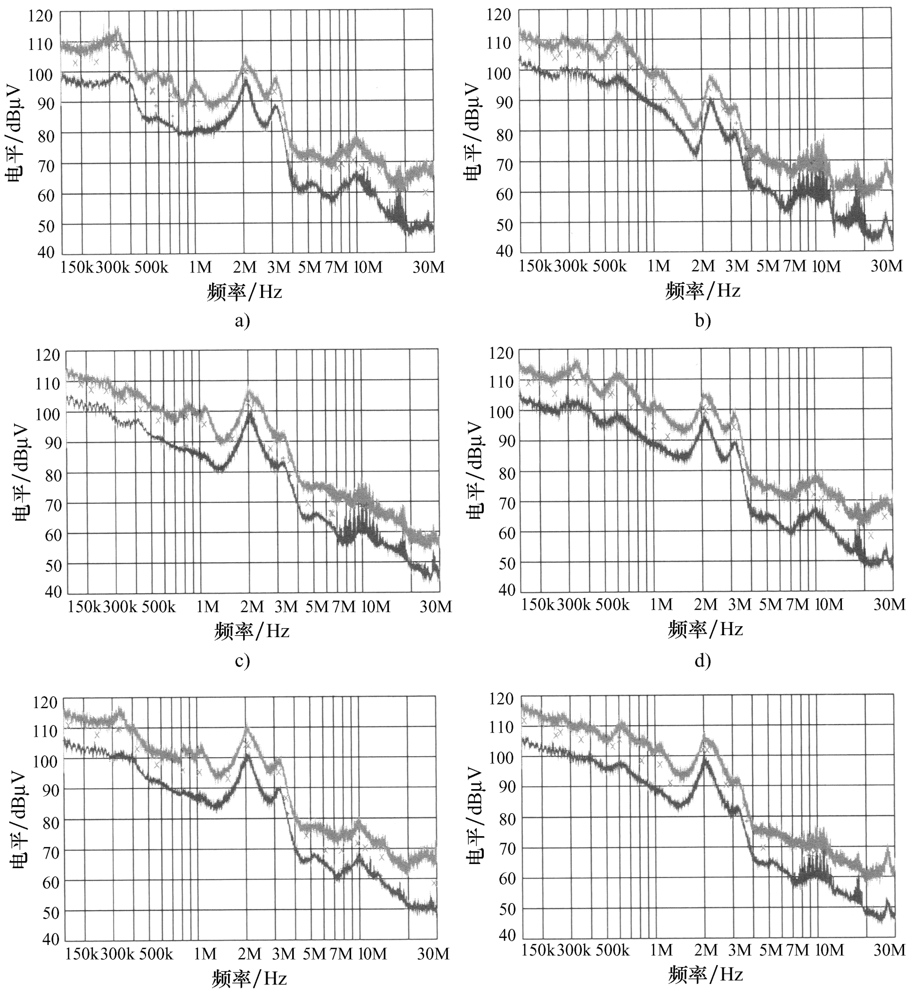


图 3.25　峰值和平均值检波器测量的具有确定调制的变换器的传导 EMI 频谱（CISPR B 频段）

a）D1　b）D2　c）D3　d）D1&D2　e）D1&D3　f）D2&D3

具有确定和随机调制的一组电力电子接口产生的传导 EMI 的统计分析如下：

图 3.28 和图 3.29 示出了每种可能配置 200 个最终测量结果分布的箱线图。测量根据标准要求进行，使用平均值检波器，测量时间等于 1s，起始频率相同，都为 150kHz，此为 CISPR A 频段和 CISPR B 频段的分界频率，为逆变器开关频率准确的 25 次谐波。图 3.28 示出了具有确定和随机调制的每种可能驱动配置的最终测量结果分布，中频带宽为 200Hz，而图 3.29 示出了相同配置的结果，但

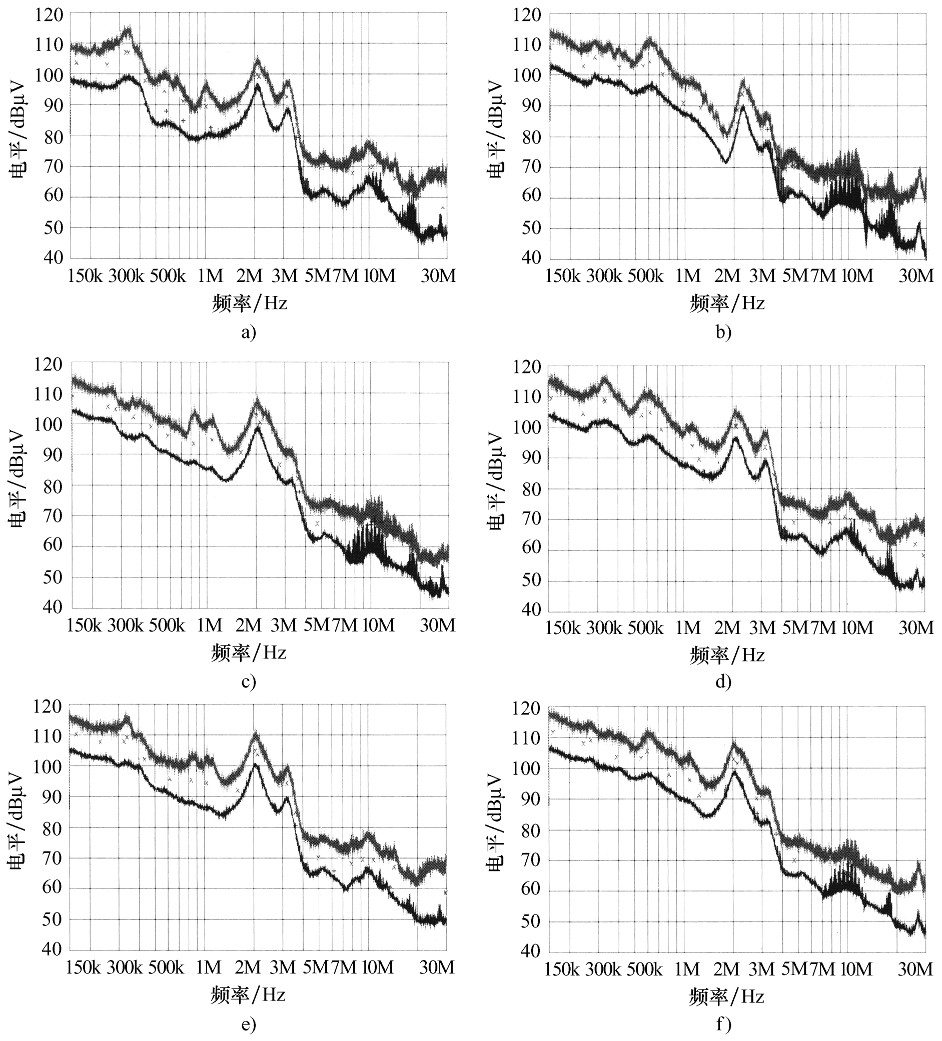


图 3.26　峰值和平均值检波器测量的具有随机调制的变换器的传导 EMI 频谱（CISPR B 频段）

a）R1　b）R2　c）R3　d）R1&R2　e）R1&R3　f）R2&R3

中频带宽为 9kHz。

大量测量数据统计分析的结果表明，随机调制时干扰电平表面上的减小是因为测量程序，这仅在开关频率大于中频带宽时出现。重复的测量也表明，随着工作的逆变器数量的增加，产生的干扰的平均值也随着增加。

结果的分析也表明，由于寄生电路剩余参数的差异，即使当负载为相同的发电机，连接方式相同时，同类型的变换器产生的干扰也会显著不同。

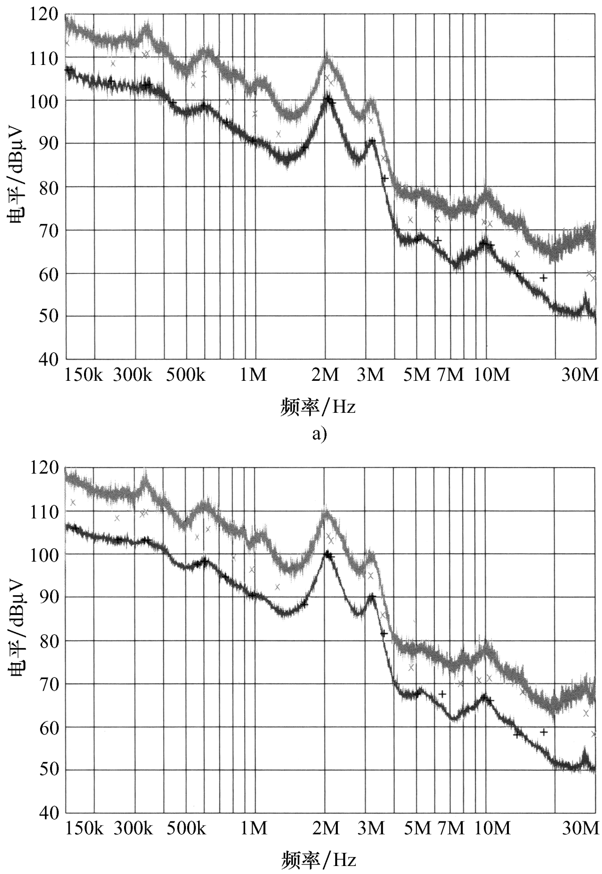


图 3.27　峰值和平均值检波器测量的 3 个变换器产生的叠加 EMI 频谱（CISPR A 频段）

a）确定调制　b）随机调制

3.2.2　叠加干扰基于 Pearson 随机游走的数学模型

第 1 章中已经表明，电流路径的寄生、剩余参数确定了电流的波形。电流路径中通常存在多个谐振电路，但在实际中，在所研究的频率范围内能够区分出一个主谐振。国际标准中优先使用频域分析，因此，为了这个目的，本章给出了连接到相同电源端的一组相同 DC/DC 变换器产生的叠加干扰的简化频域模型。

DC/DC 变换器通过矩形波占空比的变化控制直流输出电压。这可通过比较三角波函数和与要求的输出电压成比例的参考电平（A_m）得到实现。图 3.30 示出的波形，表示了 DC/DC 变换器中使用的典型调制技术和晶体管电压的斜坡在谐振电路中产生的干扰电流。所产生的 EMI 电流波形取决于电路参数以及影响

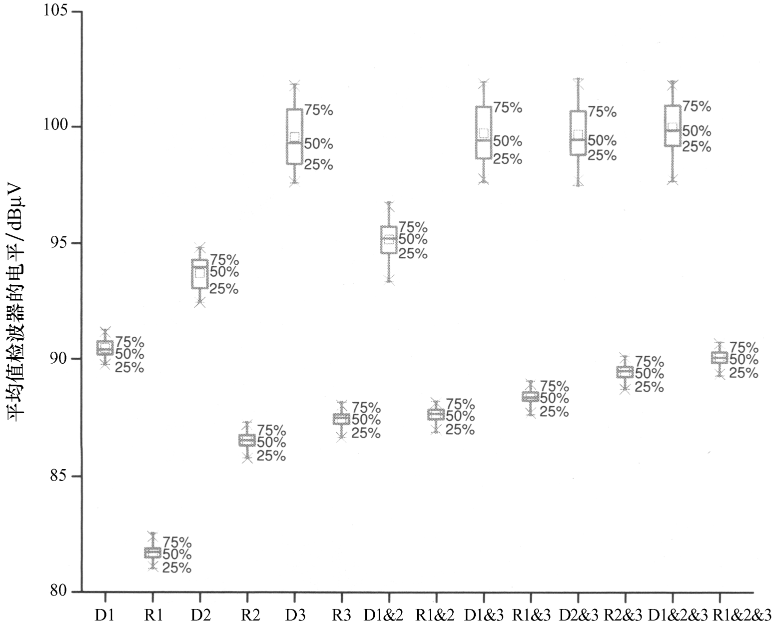


图 3.28 具有确定和随机调制的不同驱动配置平均值测量结果的箱线图，滤波器的中频带宽为 200Hz

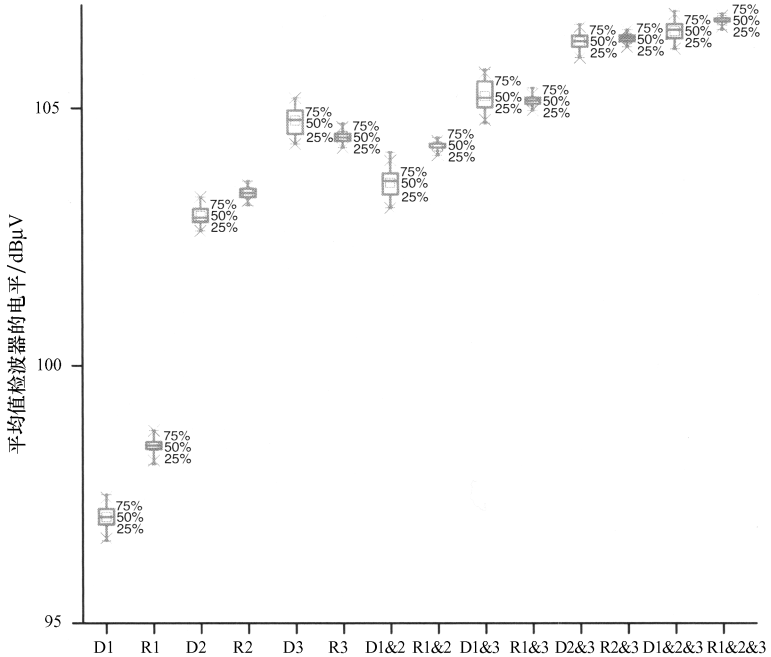


图 3.29 具有确定和随机调制的不同驱动配置平均值测量结果的箱线图，滤波器的中频带宽为 9kHz

EMI 电流分量 [$i_i^+(t)$ 和 $i_i^-(t)$] 相角的占空比 (M), 如图 3.30 和图 3.31 所示。

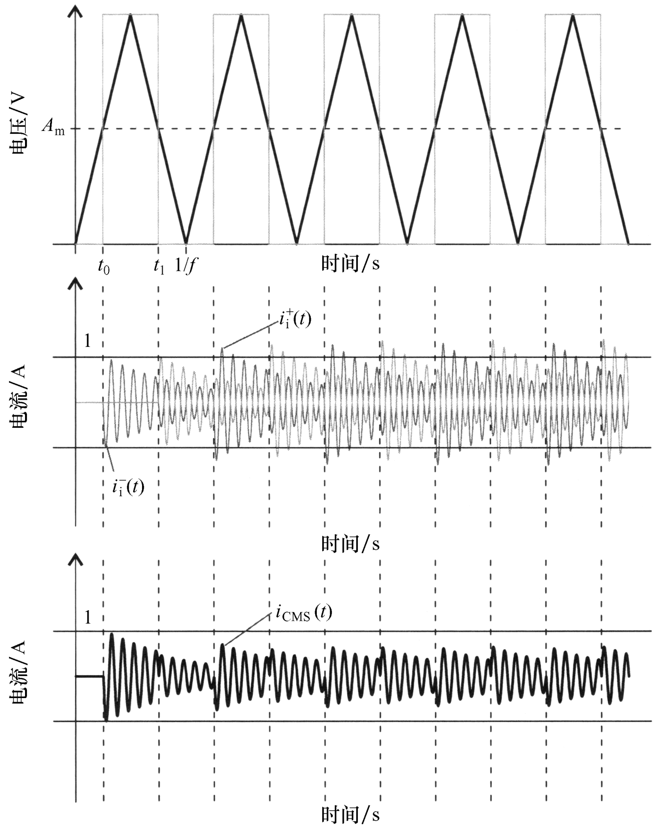


图 3.30　基于 PWM 的 DC/DC 变换器的载波和干扰电流 ($M=0.5$)

我们假设, 在简化模型中, 阻尼振荡电流由单位阶跃函数激励。

单位阶跃产生的单个阻尼振荡电流可以表示为

$$i(t) = A\exp(-Bt)\sin(\omega t)H(t) \tag{3.1}$$

其中,

$$\omega = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T},\ B = \frac{\xi}{T}, A = \frac{k}{T\sqrt{1-\xi^2}}$$

式中　ξ——阻尼因子;

k——增益;

T——电流的振荡周期;

$H(t)$——单位阶跃函数。

脉宽调制 (PWM) 电压波形的上升沿和下降沿产生流动的干扰电流 $i^+(t)$ 和 $i^-(t)$。这些电流可以表示为

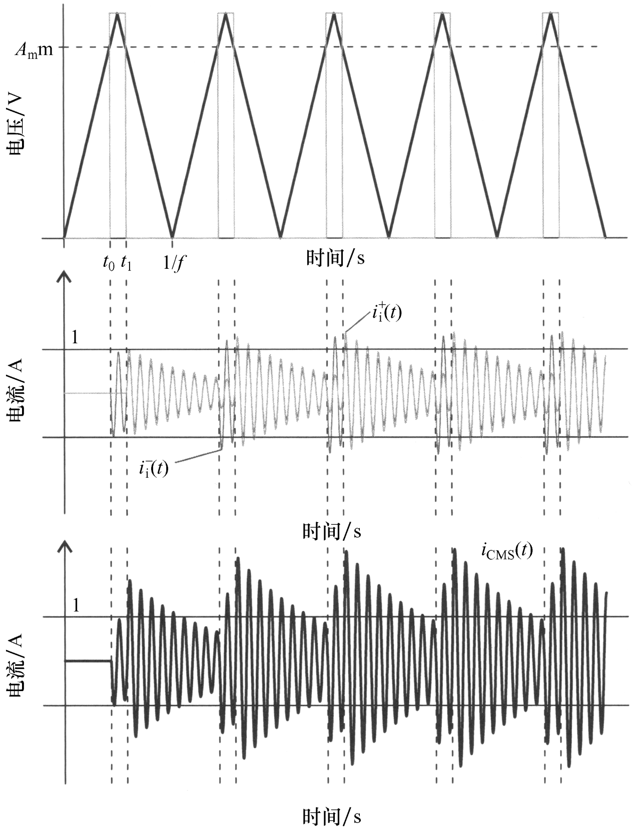


图 3.31 基于 PWM 的 DC/DC 变换器的载波和干扰电流

$$i^+(t) = i\left(t - \frac{A_m + 2n}{2f}\right), n = 0,1,2,\cdots \tag{3.2}$$

$$i^-(t) = -i\left[t - \frac{A_m + 2(n-1)}{2f}\right], n = 0,1,2,\cdots \tag{3.3}$$

对于任意选择的时刻，所产生的干扰电流为每次开关瞬时出现的振荡电流的和。经过足够长的时间后，所产生的电流为周期性的，可以表示为

$$\begin{aligned} i_{CMs}(t) &= \sum_{s=0}^{\infty} i\left(t + \frac{s}{f}\right) \\ &= \frac{A\exp\left[-B\left(t\mathrm{mod}\frac{1}{f} - \frac{1}{f}\right)\right]}{2\left[\exp\left(\frac{\mathrm{j}\omega + B}{f}\right) - 1\right]\left[\exp\left(\frac{\mathrm{j}\omega}{f}\right) - \exp\left(\frac{B}{f}\right)\right]} \\ &\quad \left\{\mathrm{j}\left[\exp\left(\frac{\mathrm{j}2\omega}{f} - 1\right)\right]\cos\left[\omega\left(t\mathrm{mod}\frac{1}{f}\right)\right] + \right. \end{aligned} \tag{3.4}$$

$$\left[1-2\exp\left(\frac{j\omega+B}{f}\right)+\exp\left(\frac{j2\omega}{f}\right)\right]\sin\left[\omega\left(t\bmod\frac{1}{f}\right)\right]\Bigg\}$$

单个变换器产生的总电流 i_{CM1}（t）的 k 次谐波可以表示为

$$\begin{aligned}\hat{i}_{\mathrm{CM}s}[k] &= f\int_0^{\frac{1}{f}} i_{\mathrm{CM}s}(t)\exp(-\mathrm{j}2\pi fkt)\,\mathrm{d}t \\ &= \frac{A\omega^2 f}{(B\omega+\mathrm{j}2\pi fk)^2+\omega^2}[1-\exp(\mathrm{j}2\pi A_{\mathrm{m}}k)]\end{aligned} \tag{3.5}$$

频域分析优先使用在用于电磁兼容评估的电磁发射测量的标准程序中。我们研究的目的是确定，在任意时刻 Δt_i，$N+1$ 个相同的 DC/DC 变换器开启时产生的相对于第一个变换器的叠加干扰频谱。因此，在进一步的研究中，Δt_i 认为是随机变量。

N 个变换器产生的总干扰电流的 k 次谐波可以表示为

$$\hat{i}_{\mathrm{CMT}}[k] = \hat{i}_{\mathrm{CM}s}[k]\left[1+\underbrace{\sum_{i=1}^{N}\exp(-\mathrm{j}2\pi f\Delta t_i k)}_{\boldsymbol{Z}_k}\right] \tag{3.6}$$

这意味着，在所研究的情况中，当括号中和的模小于 1 时，和单个变换器产生的 k 次谐波相比，N 个变换器产生的 k 次谐波会减小。当合成矢量 $\boldsymbol{Z}_k$ 的端点位于圆心为（−1，0），半径为 1 的圆内时，这里的 $\boldsymbol{Z}_k$ 表示每个工作的变换器产生的相同次数的谐波之和，则会出现所描述的情况。谐波分量的矢量长度相同，但相角为随机变量，服从均匀分布 U（0，2π）。图 3.32 示出的实线矢量表示了 3 个相同的变换器产生的干扰（虚线矢量）的和的 k 次谐波，示出的圆确定了 3 个变换器产生的总干扰的 k 次谐波的减小。

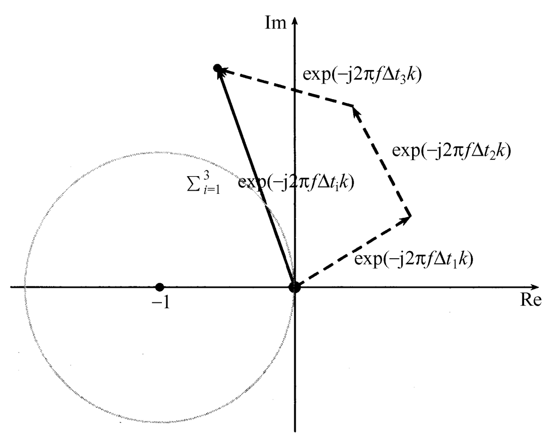


图 3.32　表示 3 个相同的 DC/DC 变换器产生的干扰和的 k 次谐波的矢量结构

我们应指出，$\boldsymbol{Z}_k$ 为任意矢量，其长度为具有一定分布的随机变量，其方向为任意方向，服从均匀分布 U（0，2π）。首先，我们确定 $\boldsymbol{Z}_k$ 矢量长度的分布。矢量 $\boldsymbol{Z}_k$ 为矢量 exp（$-\mathrm{j}2\pi f\Delta t_i k$）的和，其长度等于 1，方向为随机分布 U（0，2π）。上述描述能够让我们把这种情况和 1905 年 Pearson 提出的问题联系起来。这个问题涉及的是在 R^2 区域内步长为 1 的随机游走。一个人从 0 点开始，在任意方向走出单位步长。然后，他以相对于第一步的任意角度

走出第二步，然后再走出第三步，等等。因此，R 为走出 n 步后到 0 点的距离。R 服从什么分布（或密度）呢？1906 年，Kluyver 给出了这个问题的准确解决办法。

$$P(0 \leqslant |\boldsymbol{Z}_k| \leqslant r) = r\int_0^{\infty}[J_0(t)]^N J_1(rt)\,\mathrm{d}t \tag{3.7}$$

式中　$J_0(t)$，$J_1(t)$——第一类 0 阶和 1 阶贝塞尔函数。

图 3.33 示出了矢量 $\boldsymbol{Z}_k$ 端点位置的概率密度函数，矢量 $\boldsymbol{Z}_k$ 分别表示 5 个、15 个和 30 个变换器产生的叠加干扰电流的 k 次谐波。

k 次谐波减小的概率由以下几何图形的体积确定，该几何图形的底部是圆心为 $(-1,0)$，半径为 1 的圆，顶部为密度函数表面。在所示结果的基础上，我们很容易看出，随着工作变换器数量的增加，叠加 EMI 电流 k 次谐波减小的概率也随之减小。

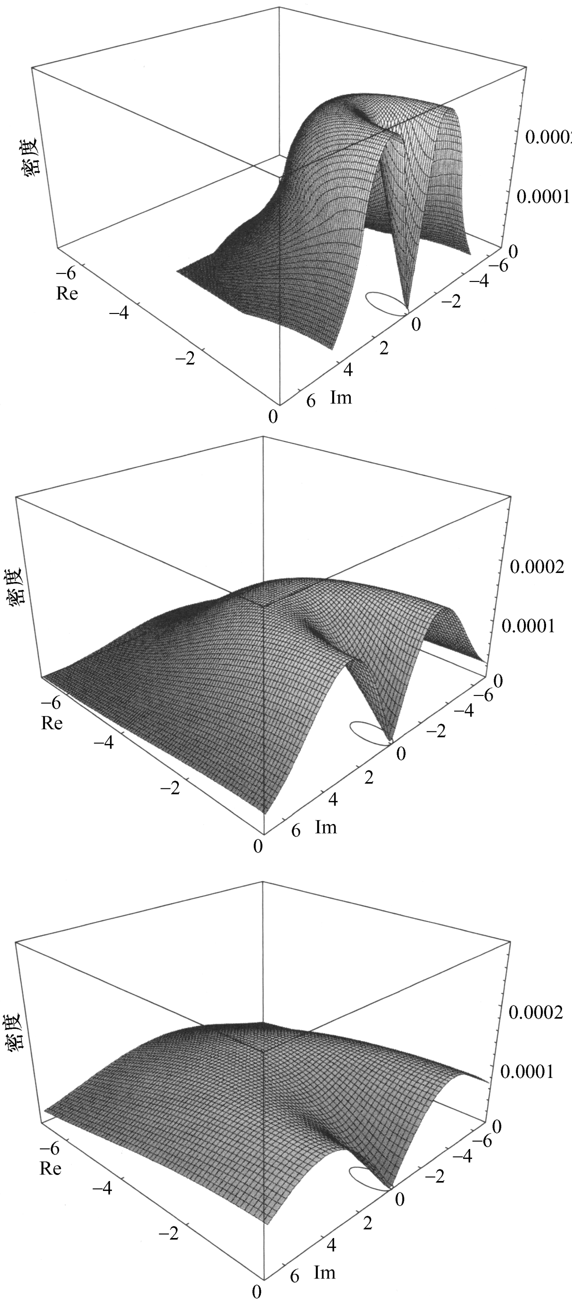


图 3.33　矢量 $\boldsymbol{Z}_k$ 端点位置的三维概率密度函数：5 个、15 个和 30 个变换器

由于需要时间和幅值的分辨率都很高的长时计算，且计算时间至少为 1s，因此，一组变换器产生的叠加干扰的数值分析要求强大的计算资源。下面给出含有 3 个具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器的系统的数值分析结果。为了便于进行分析，占空比取为 0.5。

在这种情况中，干扰频谱中不会出现边带谐波。图 3.34 示出了以下情况时单个振荡的干扰电流的快速傅里叶变换（FFT）：具有确定调制的单个变换器，三个开关频率准确相同具有确定调制的变换器，三个开关频率稍有偏离具有确定调制的变换器。

图 3.35 示出了具有随机调制的单个变换器和 3 个变换器产生的干扰电流的 FFT。数值分析证明了理论评估的结果。

一般来说，3 个相同变换器产生的叠加干扰电平要大于单个变换器产生的干扰电平。然而，在所示情况中，叠加干扰的 4 次谐波要小于单个变换器产生的干扰的 4 次谐波。所得结果表明，随着工作变换器数量的增加，k 次谐波减小的概率也随之减小，但对于有限数量的变换器，这个概率大于 0。从实际系统中我们可以观察到，单个变换器开关频率小的偏离会使得在较高的频率范围出现多个变换器干扰谐波的和。这种情况的解析评估似乎非常难。然而，多个变换器的数值评估已经表明，对于确定和随机调制的不同情况，当变换器的数量增加时，干扰保持增加的趋势。

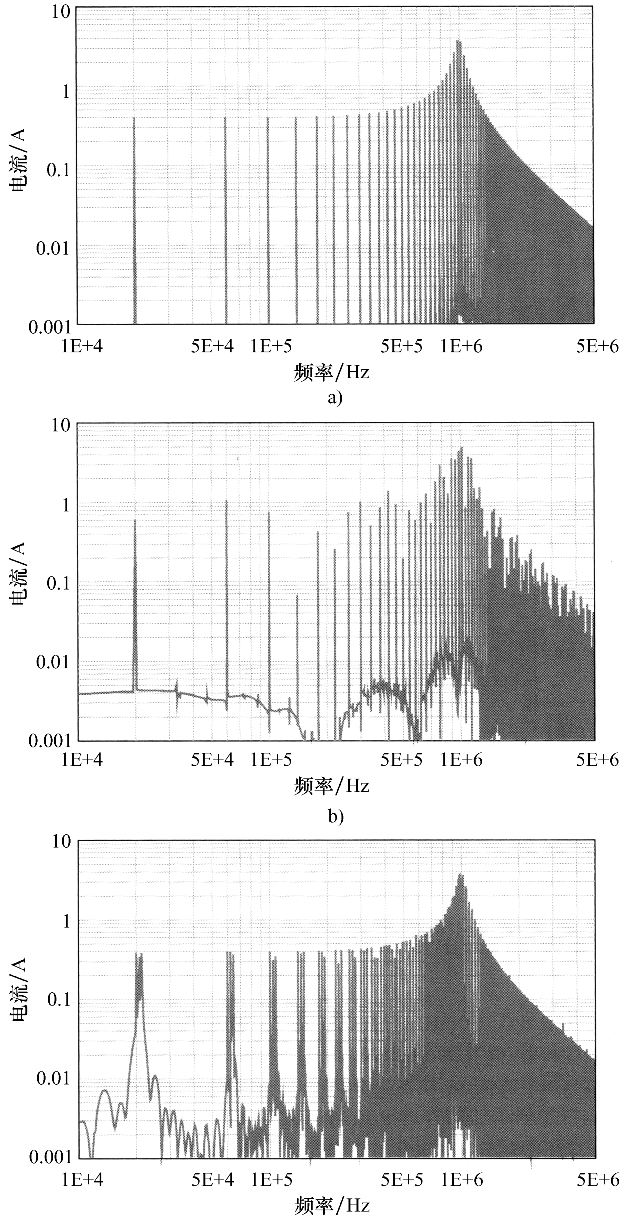


图 3.34 具有确定调制的 DC/DC 变换器产生的 EMI 电流的 FFT

a）单个变换器 b）3 个开关频率相同的变换器

c）3 个开关频率稍有偏离的变换器

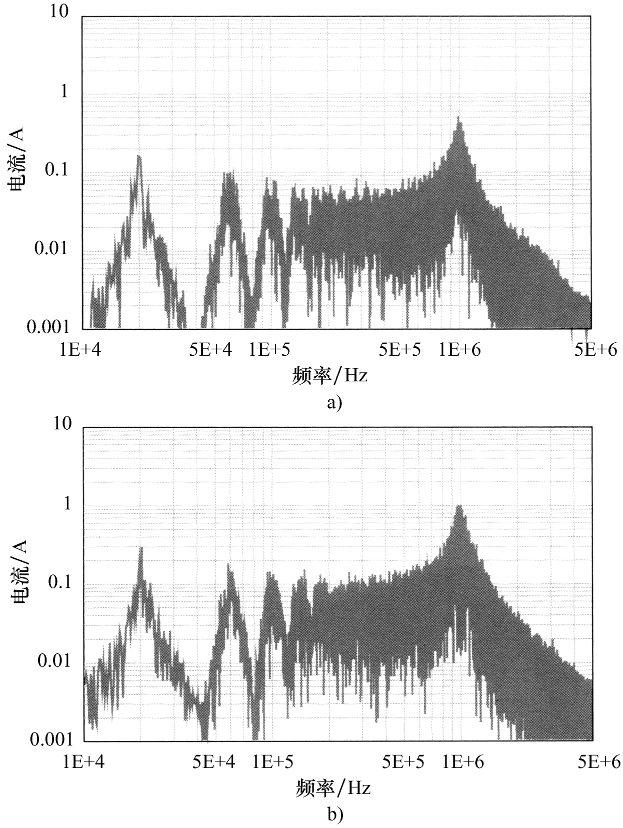


图 3.35 具有随机调制的 DC/DC 变换器产生的 EMI 电流的 FFT

a)单个变换器 b)3 个变换器

3.3 智能电网中与电磁兼容有关的危害

通常使用的电磁发射测量技术是利用超外差接收机，在测量程序中，它代表典型的广播电视(RTV)信号接收机。这种方法的目的是确定测得的信号对RTV信号接收的影响。然而，对于工业控制系统中使用的典型通信标准[1,3,4,6-11,13,18,24,29,30]，关心的是时域信号的瞬时值，而不是信号频谱的电平。电力电子接口组成的系统中出现干扰的原因的分析表明，在这种情况中，随机调制并不优于确定调制。

这种假设已在特殊准备的测量布置中得到了验证，其模拟的是典型工业控制设备的一部分，在这种布置中，两个可编程序逻辑控制器(PLC)使用 PROFIBUS 标准连接。在这种布置中，连接控制器的非屏蔽传输线有意地尽可能接近 3 个相同 AC/DC 变换器的保护地导线，距离等于 2m。当一个变换器工作时，没

有出现传输错误，但当所有变换器都工作时，对于确定和随机调制，不能够建立通信。对于两个工作的变换器，图 3.36 以箱线图的形式示出了得到的关键传输错误的分布。所示的 70 个关键传输错误结果表明，尽管根据标准测得的传导 EMI 很小，但是对于随机调制，关键传输错误的平均等待时间则出乎意料的短。

对具有 PLC 和 AC/DC 变换器的系统有意义的初步研究，鼓励我们深入地研究更多的简化控制布置，这种布置由产生 EMI 电流的符合 RS-232 通信标准的特殊设计电路组成。阻尼振荡的 EMI 电流由 IGBT 的开关产生，流过单根导线，该导线和 RS-232 通信电缆一起放置在 2m 长的电缆槽中。图 3.37 示出了单个主阻尼振荡频率的 EMI 电流以及附近电路流过 EMI 电流时 RS-232 电缆上叠加了干扰的电压。特殊地选择了 EMI 电流路径的阻尼因子，目的是避免图 3.30 和图 3.31 中所示单个电流波形的叠加。

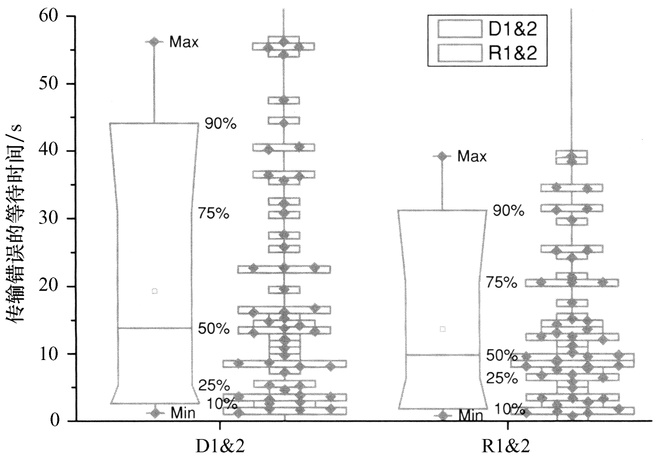


图 3.36　系统中两个工作的具有确定(D1&2)和随机(R1&2)调制的变换器产生的关键传输错误等待时间的箱线图

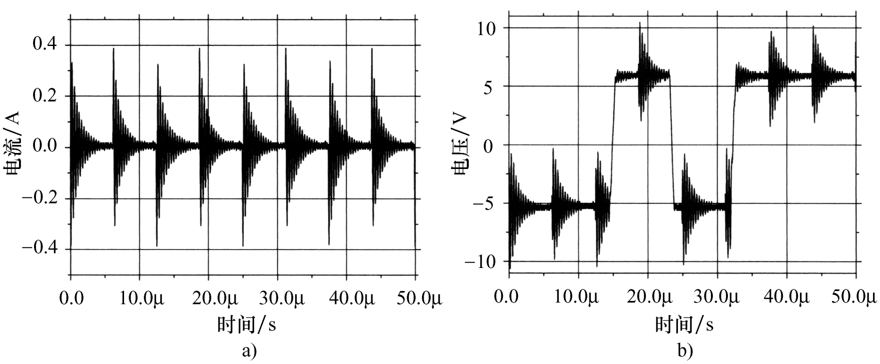


图 3.37　试验布置中测量的波形

a) EMI 电流　b) RS-232 电缆上叠加了干扰的电压

对于 RS-232 标准，当信号电平从 -15 ~ 3V 时，对应于二进制的“1”，当信号电平从 +3 ~ 15V 时，对应于二进制的“0”，因此，图 3.37b 所示波形表明，RS-232 信号上叠加的干扰信号可能会产生传输错误。

图 3.38 和图 3.39 分别示出了具有确定和随机调制的系统产生的共模电流的测量频谱。使用 EMI 接收机在 CISPR B 频段内测量了电流的峰值和平均值，中频带宽为 9kHz。所示频谱和使用 FFT 进行理论分析得到的频谱相似，如图 3.34a 所示的确定调制和图 3.35a 所示的随机调制。占空比设为 0.5。对于确定调制，无边带谐波，但对于未调制信号，开关频率谐波的峰值和平均值相同，如图 3.38 所示。对于随机调制，频谱的扩展引起峰值，准峰值和平均值的差异如图 3.39 所示。然而，时域波形的比较并不能表明随机调制会更多地潜在引起系统的抗扰度问题。

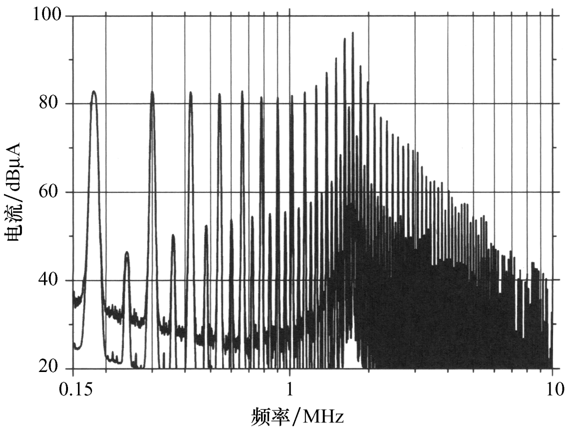


图 3.38　使用峰值和平均值检波器测量的具有确定调制的系统中产生的 EMI 电流频谱

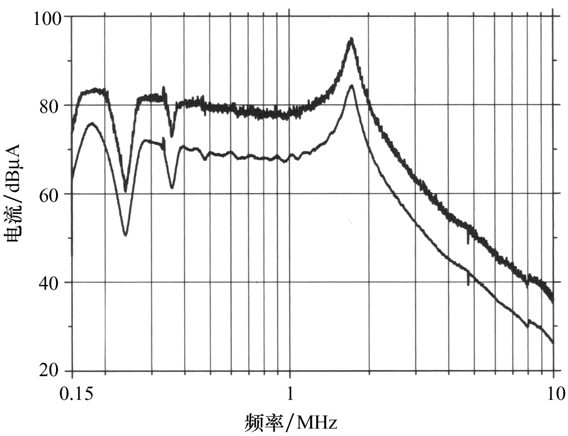
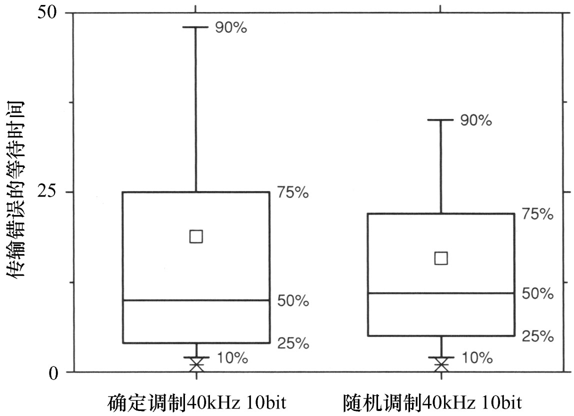
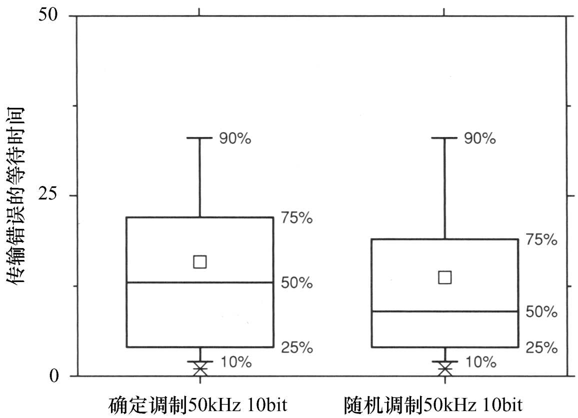


图 3.39　使用峰值和平均值检波器测量的具有随机调制的系统中产生的 EMI 电流频谱

在不变的布置中进行了 5000 帧传输错误的统计分析，这些错误由具有确定和随机调制的接口产生的 EMI 电流引起。图 3.40a 和图 3.40b 示出了开关频率分别等于 40kHz 和 50kHz 的具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器产生的传输错误等待时间的箱线图。在所研究的情况中，发送的是 10bit 的帧。再者，对于短帧，在随机调制的情况下，传输错误的平均等待时间较短。根据直觉，变换器的开关频率越高，则通信错误出现的概率越大。



a)



b)

图 3.40　开关频率分别为如下时具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器产生的 RS-232（100bit 的帧）传输错误等待时间的箱线图

a）40kHz　b）50kHz

对于时间较长的 100bit 的帧，图 3.41 ~ 图 3.43 所示的箱线图表明了变换器的开关频率对出现的传输错误等待时间的影响。帧越长，具有确定和随机调制的变换器产生的 EMI 电流引起的传输错误分布之间的差异则越小。传输错误出现的概率也随着变换器开关频率的增加而增大。在通信标准中，通常通过观察

数据传输速率的显著减小表示对 EMI 的抗扰度。

很明显，根据好的工程实践正确制定的特殊工业通信标准，通常规定的是对满足 EMC 标准的单个设备产生的干扰的抗扰度。然而，电力电子接口产生的具有危害的高电平 EMI 对附近系统的耦合，预期会出现在智能电网中不同层次的系统结构上，包括设备的一般部分和敏感部分。

例如，如图 3.4 所示，距计算机鼠标电缆（USB 和 PS/2）0.5m 处放置的保护地导线中流过干扰电流，当不移动鼠标时，会引起鼠标光标的无序移动以及能打开计算机桌面上的文件图表。

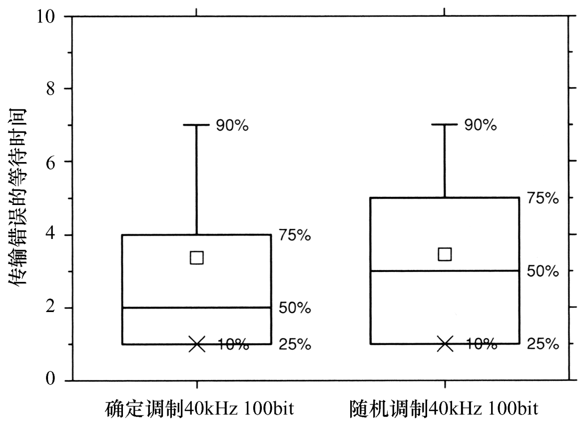


图 3.41 开关频率等于 40kHz 时具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器产生的 RS-232（100bit 的帧）传输错误等待时间的箱线图

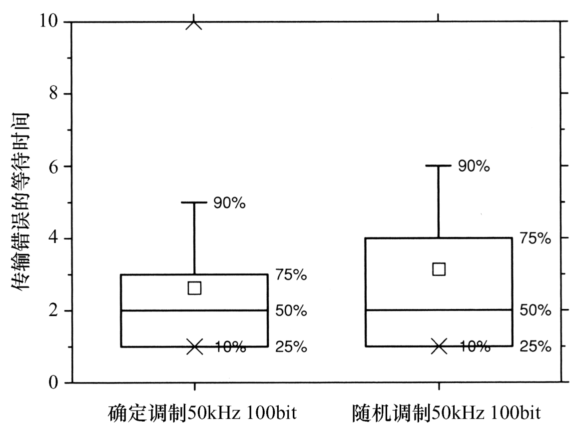


图 3.42 开关频率等于 50kHz 时具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器产生的 RS-232（100bit 的帧）传输错误等待时间的箱线图

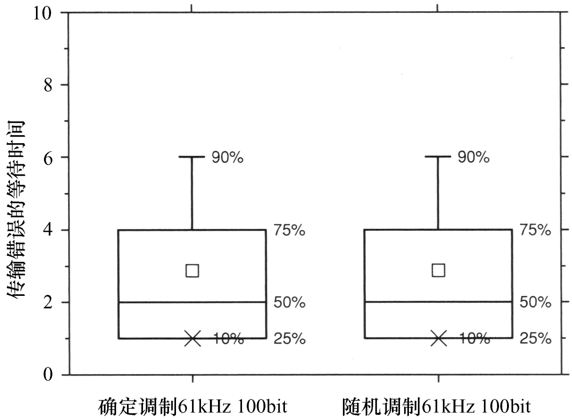


图 3.43　开关频率等于 61kHz 时具有确定和随机调制的 DC/DC 变换器产生的 RS-232(100bit 的帧)传输错误等待时间的箱线图

参 考 文 献

1. Adebisi B, Treytl A, Haidine A, Portnoy A, Shan R, Lund D, Pille H, Honary B (2011) IP-centric high rate narrowband PLC for smart grid applications. IEEE Commun Mag 49(12):46–54
2. Balcells J, Santolaria A, Orlandi A, Gonzalez D, Gago J (2005) EMI reduction in switched power converters using frequency modulation techniques. IEEE Trans Electromagn Compat 47(3):569–576
3. Bennett C Highfill D (2008) Networking AMI smart meters. In: IEEE Energy 2030 Conference, ENERGY 2008, pp 1–8, Nov 2008
4. Ericsson G (2010) Cyber security and power system communication—essential parts of a smart grid infrastructure. IEEE Trans Power Deliv 25(3):1501–1507
5. Fardoun A, Ismail E (2009) Reduction of EMI in AC drives through dithering within limited switching frequency range. IEEE Trans Power Electron 24(3):804–811
6. Ginot N, Mannah M, Batard C, Machmoum M (2010) Application of power line communication for data transmission over PWM network. IEEE Trans Smart Grid 1(2):178–185
7. Gungor V, Lu B, Hancke G (2010) Opportunities and challenges of wireless sensor networks in smart grid. IEEE Trans Ind Electron 57(10):3557–3564
8. Gungor V, Sahin D, Kocak T, Ergut S, Buccella C, Cecati C, Hancke G (2011) Smart grid technologies: communication technologies and standards. IEEE Trans Ind Inform 7(4): 529–539
9. Institute of Electrical and Electronics Engineers (2010) IEEE draft standard for broadband over power line networks: medium access control and physical layer specifications. IEEE P1901/D4.01, pp 1–1589, July 2010
10. Institute of Electrical and Electronics Engineers (2011) IEEE draft guide for smart grid interoperability of energy technology and information technology operation with the electric power system (EPS), and end-use applications and loads. IEEE P2030/D5.0, pp 1–126, Feb 2011
11. Institute of Electrical and Electronics Engineers (2011) IEEE standard for power line communication equipment—electromagnetic compatibility (EMC) requirements—testing and measurement methods. IEEE Std 1775–2010, pp 1–66

12. Kaboli S, Mahdavi J, Agah A (2007) Application of random PWM technique for reducing the conducted electromagnetic emissions in active filters. IEEE Trans Ind Electron 54(4): 2333–2343
13. Kastner W, Neugschwandtner G, Soucek S, Newmann H (2005) Communication systems for building automation and control. Proc IEEE 93(6):1178–1203
14. Kempski A (2005) Conducted electromagnetic emission in converter drives (In Polish), Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w ukladach napedow przeksztaltnikowych, Monografie, T.5. Oficyna Wydaw, Uniwersytetu Zielonogorskiego, Zielona Gora, 2005
15. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2002) Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. In: Proceedings of IEEE 33rd annual power electronics specialists conference records, PESC'02, vols 1–4, pp 1551–1556, Carins, Australia, 23–27 June 2002
16. Kempski A, Strzelecki R, Smolenski R, Benysek G (2003) Suppression of conducted EMI in four-quadrant AC drive system. In: IEEE 34th annual power electronics specialist conference, PESC '03, vol 3, pp 1121–1126, June 2003
17. Kim J, Kam DG, Jun PJ, Kim J (2005) Spread spectrum clock generator with delay cell array to reduce electromagnetic interference. IEEE Trans Electromagn Compat 47(4):908–920
18. Kim S, Kwon EY, Kim M, Cheon JH, Ju S-h, Lim Y-h, Choi M-s (2011) A secure smart-metering protocol over power-line communication. IEEE Trans Power Deliv 26(4):2370–2379. doi:10.1109/TPWRD.2011.2158671
19. Luszcz J (2009) Motor cable as an origin of supplementary conducted EMI emission of ASD. In: 13th European conference on power electronics and applications, EPE '09, pp 1–7, Sept 2009
20. Luszcz J (2011) Broadband modeling of motor cable impact on common mode currents in VFD. In: IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE), pp 538–543, June 2011
21. Luszcz J (2011) Modeling of common mode currents induced by motor cable in converter fed AC motor drives. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 459–464, Aug 2011
22. Magnusson P (2001) Transmission lines and wave propagation. CRC Press, Boca Raton
23. Mihalic F, Kos D (2006) Reduced conductive EMI in switched-mode DC–DC power converters without EMI filters: PWM versus randomized PWM. IEEE Trans Power Electron 21(6): 1783–1794
24. Mohagheghi S, Stoupis J, Wang Z (2009) Communication protocols and networks for power systems-current status and future trends. In: IEEE/PES power systems conference and exposition, PSCE '09, pp 1–9, Mar 2009
25. Paul C (2006) Introduction to electromagnetic compatibility. Number 1 in Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley-Interscience, New York
26. Smolenski R (2009) Selected conducted electromagnetic interference issues in distributed power systems. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 57(4):383–393
27. Smolenski R, Jarnut M, Benysek G, Kempski A (2011) CM voltage compensation in AC/DC/AC interfaces for smart grids. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 59(4):1–11
28. Smolenski R, Jarnut M, Kempski A, Benysek G (2011) Compensation of CM voltage in interfaces for LV distributed generation. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 351–356, Aug 2011
29. Sui H, Lee W-J (2011) An AMI based measurement and control system in smart distribution grid. In: IEEE industrial and commercial power systems technical conference (ICPS), pp 1–5, May 2011
30. Wang Y, Li W, Lu J (2010) Reliability analysis of wide-area measurement system. IEEE Trans Power Deliv 25(3):1483–1491
31. Williams T, Armstrong K (1999) EMC for systems and installations. Newnes, Oxford

第 4 章　智能电网中 EMI 特性的改变

4.1　无源 EMI 滤波器

为了满足有关标准的要求，通常要使用无源 EMI 滤波器[2-4,6,10,15,17-19,21-26]。在要解决的问题中，使用无源滤波器是确保在标准的测量布置中测量结果低于规定的限值。通常，EMI 滤波器的设计仅限于选择额定电流合适的商用滤波器，然而，在这种情况中，通常的问题不是成本效益，而是产生的和预期相反的结果。要了解设备使用地点的外部电磁兼容，就需要深入地分析干扰电流的流动以及了解滤波器组成部分实际元器件的频率特性。本章给出了实际滤波器元器件参数的测量结果和分析了感性滤波器对系统内部和外部兼容性不同方面的影响。图 4.1 示出了典型的和大家熟知的能够减小共模和差模电流的多级三相滤波器。

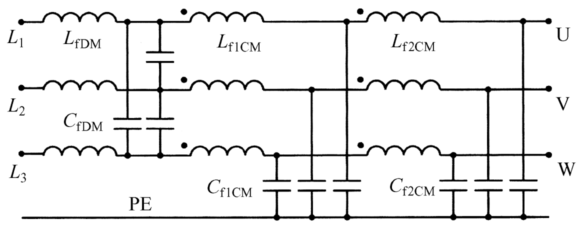


图 4.1　三相 EMI 滤波器的典型结构

三个单相差模扼流圈 L_{fDM} 和 X 类电容 C_{fDM} 构成了滤波器的差模部分，而共模扼流圈 L_{f1CM} 和 L_{f2CM} 以及 Y 类电容 C_{f1CM} 和 C_{f2CM} 组成了两级共模滤波器。我们在第 1 章中已讲述过，线-地电容为差模电流建立了路径，类似地，差模扼流圈也会影响共模电流的波形。多级滤波器结构实现了滤波器的结构和衰减特性两者之间的矛盾要求。当要求滤波器的谐振频率越低时，则要求电感和匝数越大。匝数很大时，通常以层的形式绕制，一层位于另一层上。这种绕制结构显著地增加了寄生电容，并联的扼流圈电感和减小了滤波器高频区的衰减[21-23]。在这种情况中，两级滤波器中第二个扼流圈的设计在高频区应有较大的衰减，其绕制的匝数要少且匝距要宽，以减小匝间的寄生耦合。

为了预测滤波器的实际性能，需要知道或至少认识到影响实际元器件阻抗频率特性的寄生效应，实际元器件包括滤波器中使用的电容和共模扼流圈。下面所示的测量结果表明了扼流圈的物理结构对插入损耗特性的影响。在给出的所有情况中，相同的环形磁心上都绕了 10 匝。图 4.2 示出了匝之间尽可能地近

且均匀绕制的扼流圈及其插入损耗。图 4.3 示出了整个磁心上匝均匀分布的扼流圈及其插入损耗，而在图 4.4 所示的情况中，匝绕成两层，一层位于另一层上。

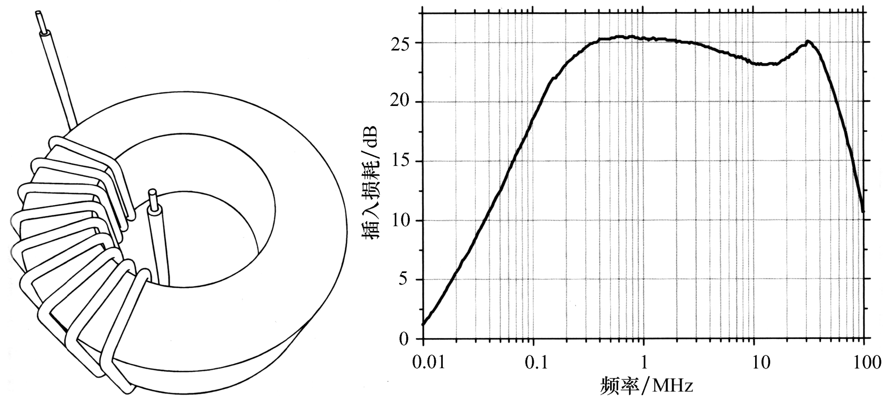


图 4.2　扼流圈的线圈绕制和测量的插入损耗

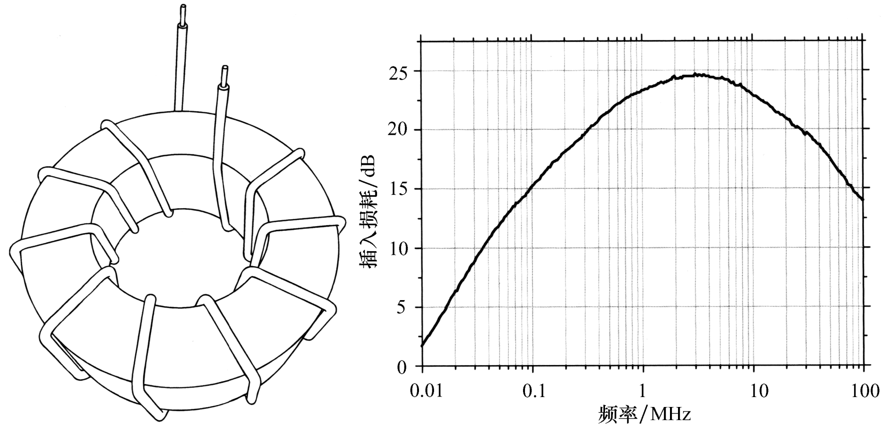


图 4.3　扼流圈的线圈绕制和测量的插入损耗

扼流圈的寄生电容增加，会使谐振频率更低。能达到的较大衰减由宽频率范围内的较小衰减相抵消。作为寄生元器件影响实际元器件特性的例子，我们给出了用于 EMI 滤波器的 X 电容的阻抗特性测量。图 4.5 示出了不同引线长度时电容值分别等于 100nF 和 3.3nF 的 X 电容的频率特性。图 4.5 清楚地表明，实际滤波器元件的寄生参数显著的影响滤波器的性能。对于电容值等于 100nF 的电容，当引线长度从 0cm 变化到 3cm 时，电容的自谐振频率从 6.4MHz 减小到 3.2MHz，当由这种引线长度的电容构成滤波器时，会显著地减小滤波器的衰减。

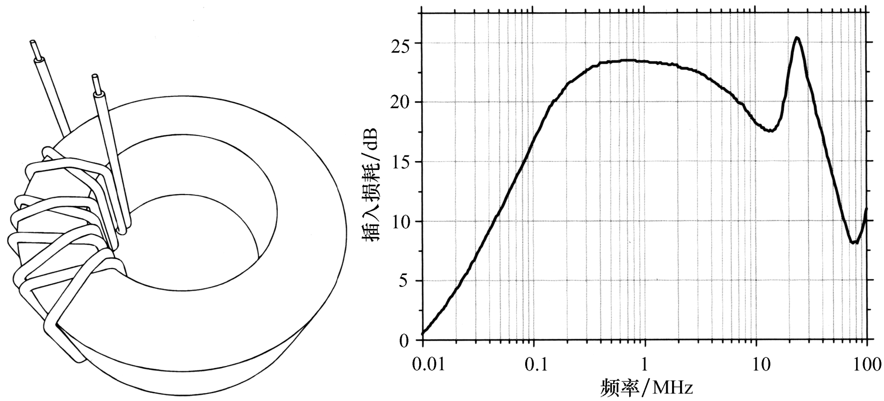


图 4.4　扼流圈的线圈绕制和测量的插入损耗

1. 不使用滤波器时的电力电子接口

在由电压源逆变器和异步发电机组成的交流发电系统的基础上，我们讲述感性共模滤波器对电磁兼容不同方面的影响[9]。在没有使用滤波器的系统中，绕组星形联结中性点的共模电压振荡波形由共模电流路径的分布寄生参数确定。图 4.6 示出了三相系统中共模电流流过时的单相等效电路。产生共模电流的干扰源为阶梯共模电压，定义为相电压的 1/3。逆变器、电缆、电动机和保护地导线的剩余寄生耦合形成的路径的阻抗可用集总参数（L_{CM}，R_{CM}，C_{CM}）表示[9,16]。

当阶跃函数 $E = \frac{1}{3}U_{DC}$ 激励时，图 4.6 电路中共模电流的时变形式可以表示为

$$L_{CM}(t) = \frac{E}{\sqrt{1-\zeta^2 Z_0}}\exp(-\zeta\omega_n t)\sin\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t \tag{4.1}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} \tag{4.2}$$

$$\zeta = \frac{R_{CM}}{2}\sqrt{\frac{C_{CM}}{L_{CM}}} \tag{4.3}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{CM}}{C_{CM}}} \tag{4.4}$$

为了简化计算，假设 $1 >> \zeta^2$，图 4.6 所示电路中流过的共模电流可以表示为

$$I_{CM}(t) \cong \frac{E}{Z}\exp(-\zeta\omega_n t)\sin\omega_n t \tag{4.5}$$

图 4.7 示出了不使用滤波器时系统中异步发电机绕组星形联结中性点的共模电压、轴电压和共模电流。

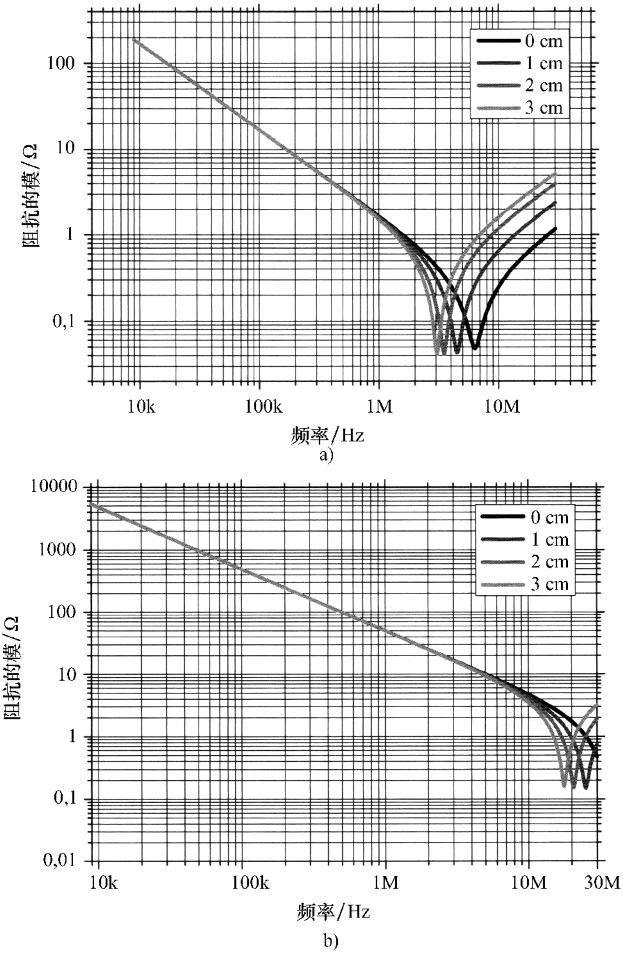


图 4.5 引线长度不同时电容的频率特性

a) $C=100\text{nF}$ b) $C=3.3\text{nF}$

2. 使用线路电抗器的系统

逆变器的制造商推荐使用线路电抗器，目的是减小泄漏电流和相电流中的高次谐波分量(见图 4.8)。附加的串联电感(感性输出滤波器)会使相电压的上升和下降时间增加。这将不仅导致电缆中泄漏的容性电流幅值的减小，而且也会导致长电缆中行波现象产生的过电压的减小[1,5,8,14]。实际当中，线路电抗器为可选设备，或者根据制造商的推荐物进行选取。图 4.8 示出了线路电抗器的使用对相电流波形的影响。

图 4.9 示出了使用线路电抗器的系统中共模电流流过时的单相等效电路。根据典型的建模方法，线路电抗器的等效电感等于它们并联时的电感，为 $L_D/3$[16]。

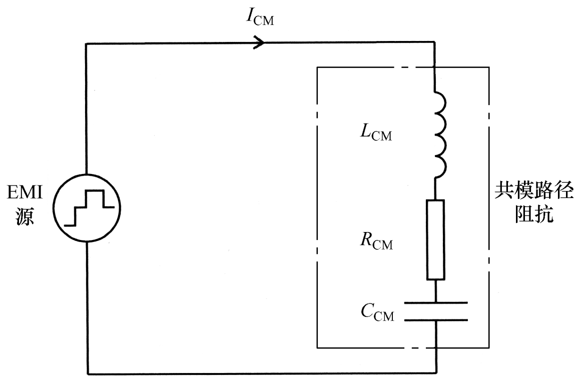


图 4.6　不使用滤波器时系统零序分量的单相等效电路

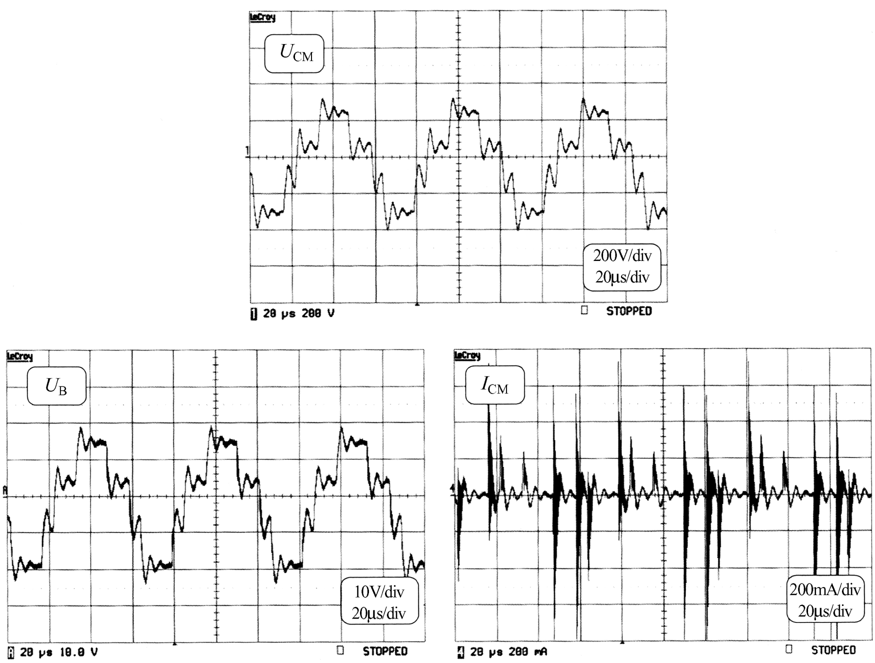
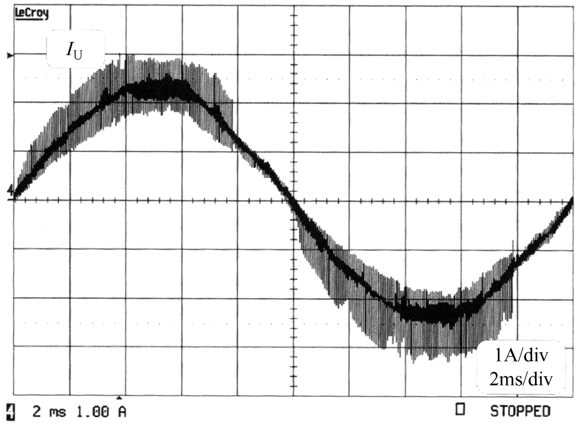


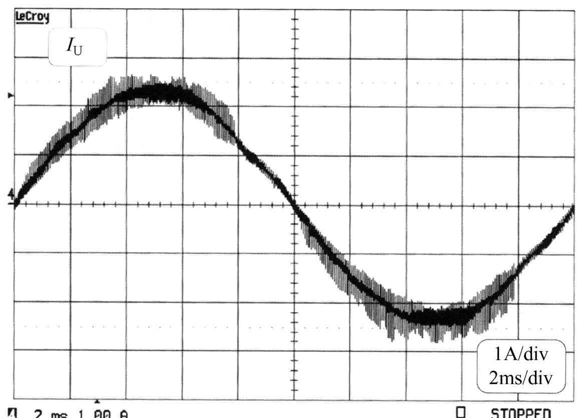
图 4.7　不使用滤波器时系统中异步发电机绕组星形联结中
性点的共模电压(U_{CM})、轴电压(U_B)和共模电流(I_{CM})

线路电抗器的使用会增加共模电流路径的电感和电阻。我们假设，当使用滤波器时，共模电流路径的电感等于 $L'_{CM}=nL_{CM}$，电阻等于 $R'_{CM}=mR_{CM}$，则可得到

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{nL_{CM}C_{CM}}} = \frac{1}{\sqrt{n}}\omega_n \tag{4.6}$$



a)



b)

图 4.8　系统中的相电流

a) 不使用滤波器　b) 使用线路电抗器

$$\zeta' = \frac{mR_{CM}}{2}\sqrt{\frac{C_{CM}}{nL_{CM}}} = \frac{m}{\sqrt{n}}\zeta \tag{4.7}$$

$$Z'_0 = \sqrt{\frac{nL_{CM}}{C_{CM}}} = \sqrt{n}Z_0 \tag{4.8}$$

考虑到以上的假设，电路中流过的共模电流可以表示为

$$I'_{CM} = \frac{E}{\sqrt{n-(m\zeta)^2}/Z_0}\exp\left(-m\zeta\omega_n\frac{t}{n}\right)\sin\sqrt{n-(m\zeta)^2}\frac{\omega_n}{n}t \tag{4.9}$$

当阻尼因子足够小，即 $n \gg (m\zeta)^2$ 时，表示共模电流的等式可以简化为

$$I'_{CM}(t) \cong \frac{E}{\sqrt{n}Z_0}\exp\left(-m\zeta\omega_n\frac{t}{n}\right)\sin\frac{\omega_n}{n}t \tag{4.10}$$

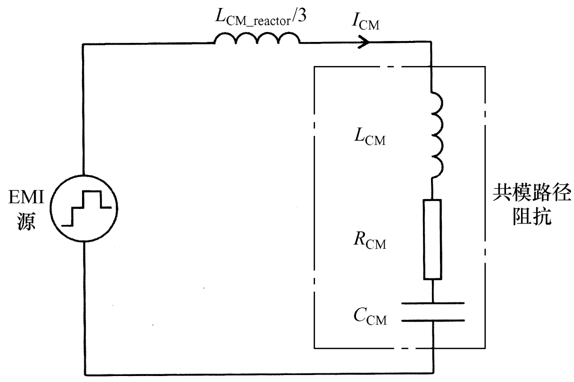


图 4.9　使用线路电抗器的系统中零序分量的单相等效电路

共模电流路径中附加电感的使用减小了流过的电流幅值。然而，也减小了振荡频率[见式(4.6)]和阻尼因子[见式(4.7)]。在相电压的这种情况中，会出现大幅值的较慢的阻尼振荡：这种振荡会影响发电机定子绕组中性点共模电压的波形。在这种情况中，共模电压会达到较大的最大值(见图 4.10)。这种电压的增加值通过发电机轴承上寄生电容组成的容性分配器耦合产生。图 4.10 示出了使用线路电抗器的系统中测量的异步发电机星形联结定子绕组中性点的共模

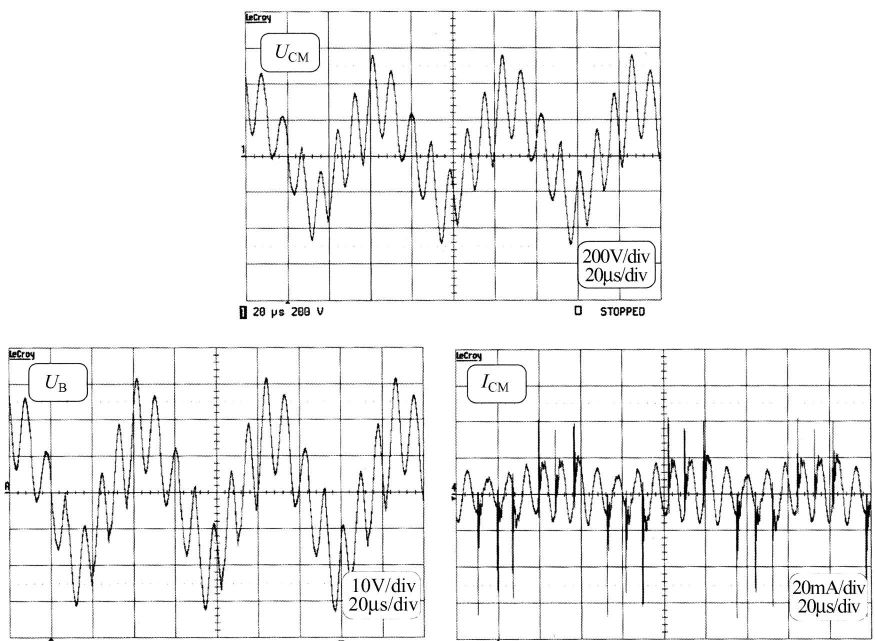


图 4.10　使用线路电抗器时系统中异步发电机星形联结定子绕组中性点的共模电压(U_{CM})、轴电压(U_B)和共模电流(I_{CM})

电压、轴电压和共模电流。

3. 共模扼流圈

具有电力电子接口的系统中更普遍应用的 EMI 减缓技术是在逆变器的输出端使用共模扼流圈。这些扼流圈的结构为 3 个磁耦合的绕组绕制在一个公共的磁心上。共模扼流圈的作用基于零序电流的定义，在典型的三相系统中，零序电流为三相电流之和，但在对称三相系统中，它等于零。共模扼流圈磁心中的磁通仅由共模电流产生。因此，理想的共模扼流圈不会减小作为工作电流的差模电流。使用特性合适的磁心会显著减小高频共模电流的幅值。图 4. 11 示出了使用共模扼流圈的系统中共模电流路径的简化等效电路。

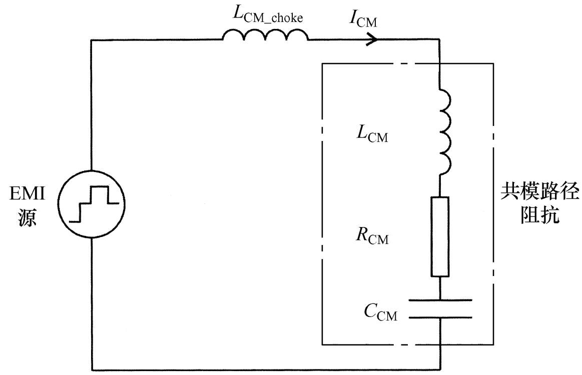


图 4. 11　使用共模扼流圈的系统中简化的零序等效电路

共模扼流圈引入的附加串联电感等于绕组并联的电感。考虑到共模扼流圈的构造方式，即所有绕组绕在同一个磁心上，则共模扼流圈的等效电感等于单个绕组的电感(L_{DCM})。因此，共模扼流圈的电感为串联电抗器电感的十多倍。由于共模扼流圈的匝数通常小于线路电抗器的匝数，则其绕组的电阻较小。和线路电抗器相比，这将导致会出现较大幅值和较低频率的振荡。图 4. 12 示出了使用共模扼流圈的系统中的共模电压，轴电压和保护地导线中的共模电流。

4. 共模变压器

替换共模扼流圈的 EMI 减缓技术是使用共模变压器[16]，它能同时有效地消除共模电流路径阻尼因子的减小产生的振荡。实际上，共模变压器为利用阻尼电阻短路附加的紧耦合辅助绕组的共模扼流圈。由于变压器磁心中的磁通仅由共模电流产生，因此，附加的绕组不会减小作为工作电流的差模电流。通过电阻上的能量消耗，这种绕组增加了滤波器的吸收性能。图 4. 13 示出了使用共模变压器的系统中共模电流路径的简化等效电路[7,16]。

使用共模变压器的系统中表示共模电流的拉普拉斯变换式为

$$L_{CM}(s) = \frac{E_{CM}(sL_{TCM} + R_{TCM})}{s^3 L_{TCM} L_{CM} C_{CM} + s^2 (L_{TCM} + L_{CM}) C_{CM} R_{TCM} + sL_{TCM} + R_{TCM}} \tag{4.11}$$

特征方程的实根，可得到单位阶跃激励 $E = \frac{1}{3}U_{DC}$时的周期电流响应。在参考文献[16]中，使用 Kardan 公式，确定了产生非周期电流波形的阻尼电阻的近似

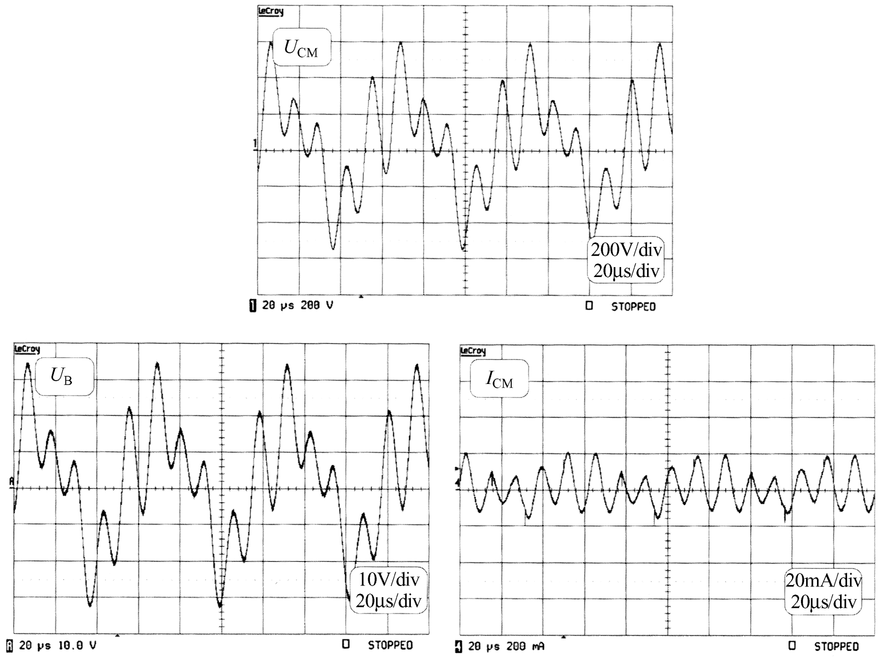


图 4. 12　使用共模扼流圈的系统中的共模电压(U_{CM})、轴电压(U_B)和保护地导线中的共模电流(I_{CM})

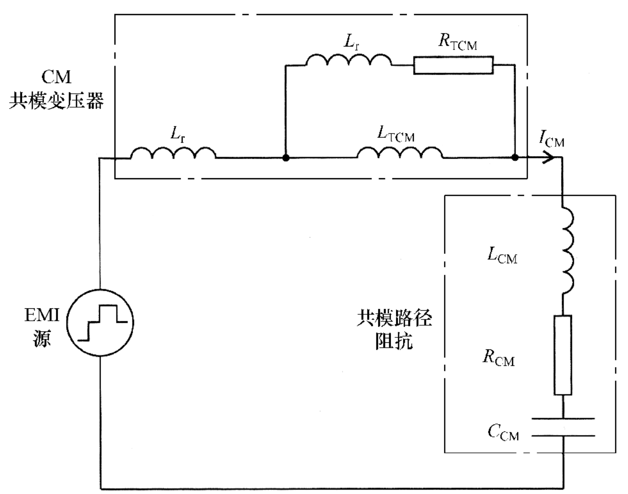


图 4. 13　使用共模变压器的系统的零序简化等效电路

范围。式(4. 12)给出了阻尼电阻的准确变化范围：

$$2\sqrt{\frac{L_{CM}}{C_{CM}}}\frac{L_{TCM}}{L_{CM}+L_{TCM}} \leqslant R_{TCM} \leqslant \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_{TCM}}{C_{CM}}}\frac{\sqrt{L_{TCM}}(2L_{CM}+L_{TCM})}{\sqrt{(L_{CM}+L_{TCM})^3}} \quad (4.12)$$

使用共模变压器产生的共模电流幅值减小和非周期波形会影响定子绕组中性点共模电压的波形。和没有使用任何滤波器的系统相比，使用共模变压器的额外后果是减小了定子绕组中性点共模电压的振荡。下面给出了在使用共模变压器的系统中得到的实验结果，该共模变压器由 Kaschke 生产的磁心（K6000，63mm/38mm/25mm）制成。附加绕组使用低电感的碳电阻进行短接，电阻值由式（4.12）确定。图 4.14 示出了使用共模变压器的系统中定子绕组中性点的共模电压、轴电压和保护地导线中的共模电流。

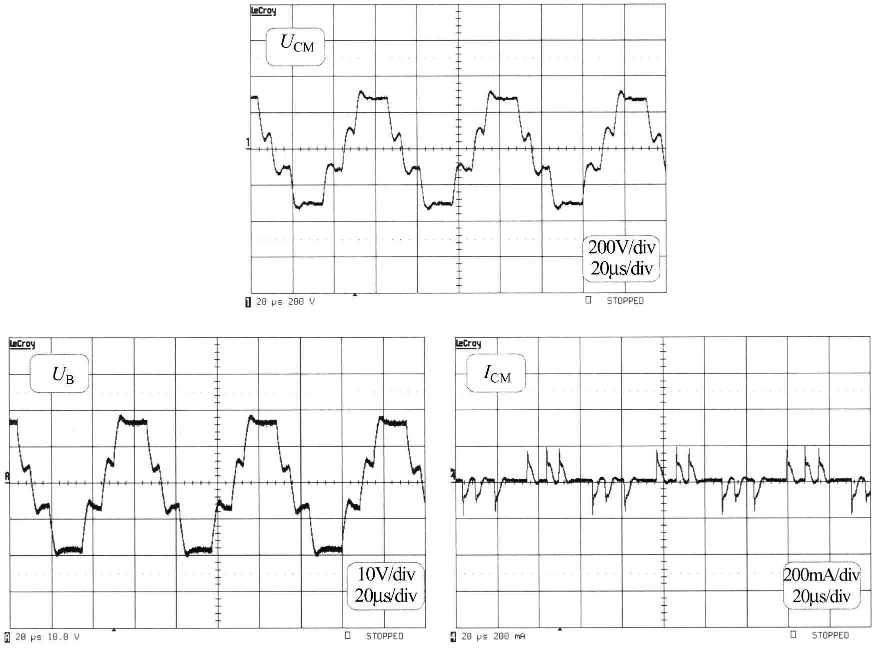


图 4.14　使用共模变压器的系统中定子绕组中性点的共模电压（U_{CM}）、轴电压（U_B）和共模电流（I_{CM}）

5. 无源 EMI 滤波器对交流发电机系统内部电磁兼容性的影响

图 4.15 示出了不使用滤波器和使用上述滤波器时驱动电动机保护地导线中的共模电流波形及其有效值。

共模扼流圈和线路电抗器对共模电流波形的影响是因为在共模电流路径中插入了附加的电感。波形的差异是由这些装置具有不同的电感和寄生电容产生。增加谐振电路的时间常数和特征阻抗能够显著地减小电动机侧共模电流的高频分量。然而，较弱的阻尼因子并不能显著地减小波形的有效值。使用线路电抗器的驱动电动机中我们看到的高频尖峰，是由电感的匝与匝之间的寄生电容产生，这些寄生电容为共模电流路径的一部分。使用共模变压器的驱动电动机中共模电流的非周期衰减确保了其有效值的减小。图 4.16 比较了得到的电动机保

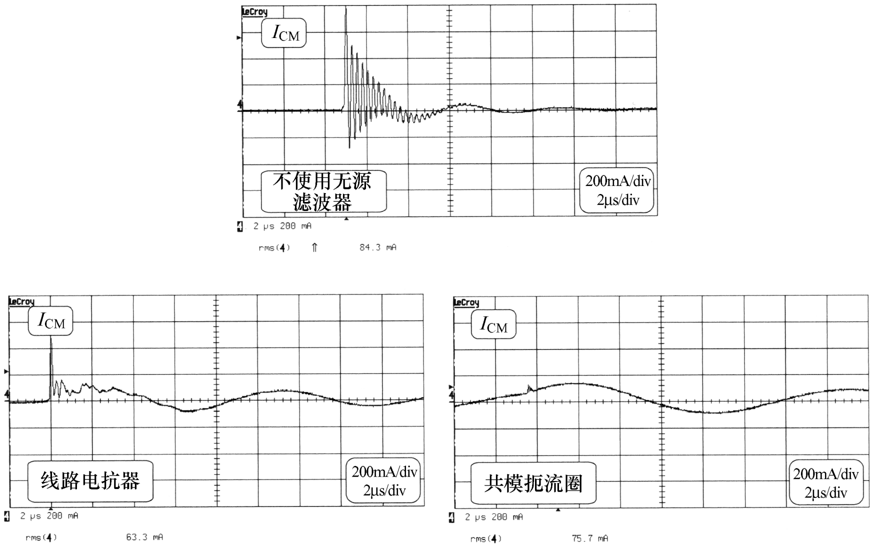


图 4.15　无源滤波器对共模电流波形及其有效值的影响

护地导线中的频域共模电流(在整个频率范围内中频带宽等于 9kHz)。

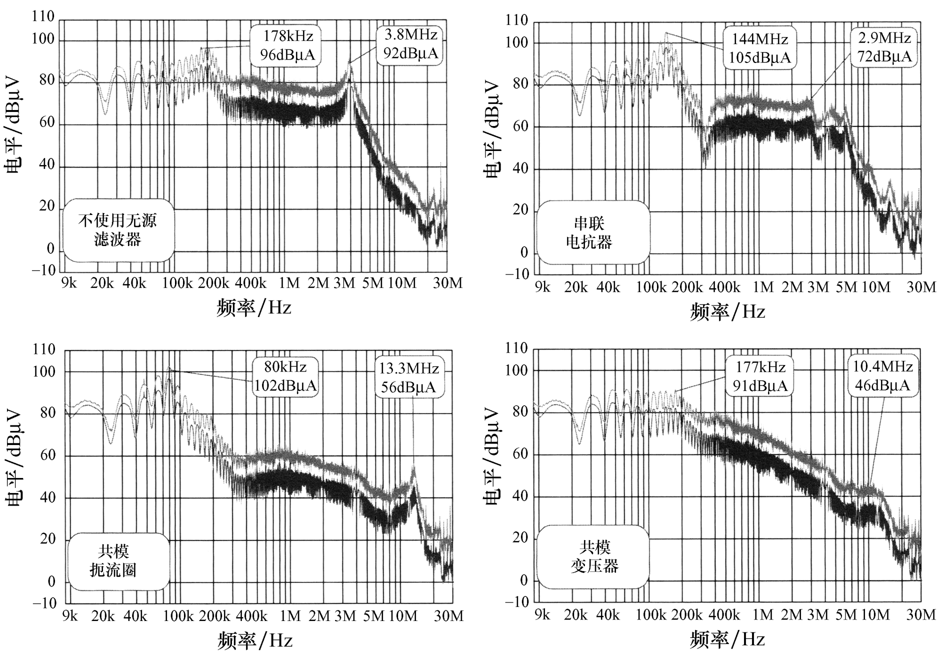
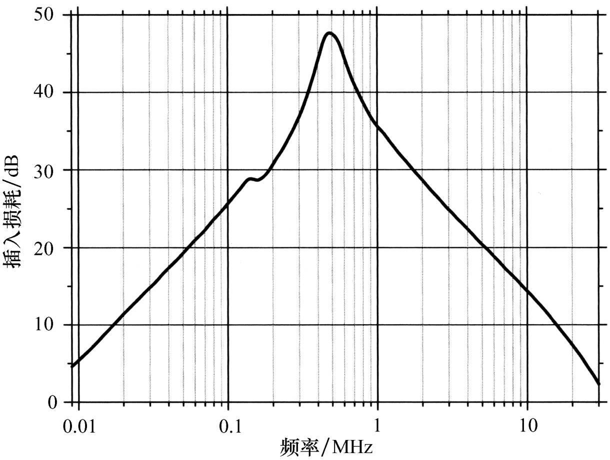


图 4.16　无源滤波器对共模电流频谱的影响

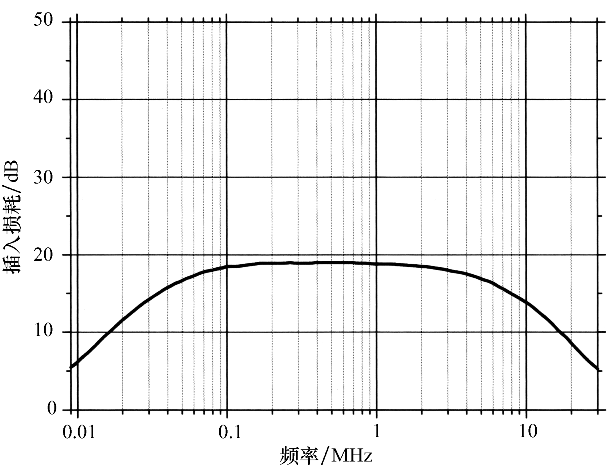
使用的所有滤波器都能衰减系统原始频谱中的高频分量(3.8MHz)。然而，由于使用线路电抗器或共模扼流圈的驱动电动机共模电流路径中较小的阻尼因

子，我们从图中可以观察到，在新的低频谐振频率(CISPR　A频段)上出现了高电平的峰值。出现的这种附加高频谐振峰值是由于电感的匝与匝之间寄生电容的存在。在使用共模变压器的驱动电动机中，实现了阻尼因子的增加，这抑制了两个谐振频率上的共模电流电平和在整个宽频率的范围内展开了频谱。为了满足标准EN 61800-3(CISPR　B频段)的要求，最好的解决办法可能是使用共模扼流圈。然而，共模扼流圈的电感和电动机－地之间寄生电容的串联谐振在频率80kHz产生了峰值。相比之下，共模变压器在整个传导发射频率范围内(CISPR　A频段和CISPR　B频段)都起作用。

图4.17示出了产生上述结果的原因。共模扼流圈的插入损耗表明，其实际上



a)



b)

图4.17　插入损耗

a)共模扼流圈　b)共模变压器

为一个二阶谐振滤波器，其谐振频率由共模扼流圈的电感和匝与匝之间的寄生电容确定(并联谐振)。共模变压器的插入损耗相对要小，且具有平坦的波形。然而，变压器附加绕组中的阻尼电阻抑制了共模电流路径中所有谐振电路的谐振。

由于轴电压的形成方式，因此，共模电流路径的参数，尤其电感的参数，会影响轴电压的波形，从而影响轴承电流的分布。图 4.18 示出了不使用无源滤波器，使用共模扼流圈和使用共模变压器时驱动电动机中电火花加工电流幅值和击穿等待时间的直方图和解析分布。

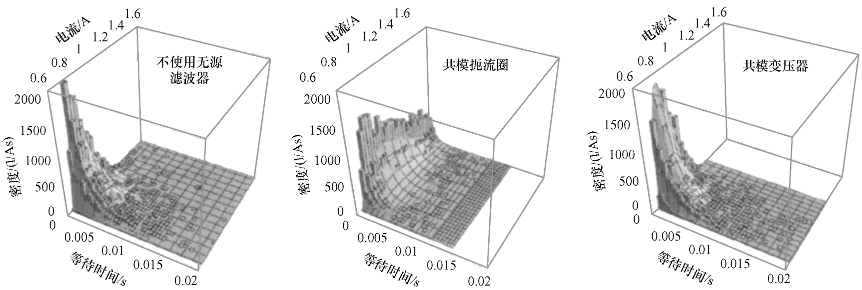


图 4.18　驱动电动机中 EDM 电流分布的直方图：不使用滤波器、使用共模扼流圈和使用共模变压器

表 4.1 给出了单个驱动配置时解析分布的估计参数。

表 4.1　驱动电动机中 EDM 电流的分布参数

使用的无源滤波器	β	η/A	$\lambda/\left(\frac{1}{s}\right)$	均值 μ/A	方差 σ^2/A^2	威尔布漂移参数 A_0/A
不使用	1.578	0.196	467.910	0.832	0.013	0.6562
共模扼流圈	1.594	0.511	841.287	1.115	0.086	0.6562
共模变压器	1.710	0.192	510.512	0.843	0.010	0.6718

图 4.19 和图 4.20 示出了使用不同无源滤波器时驱动电动机中击穿等待时间和电火花加工电流幅值的分布。

解析的联合分布参数表明，我们能预期的是在使用共模扼流圈的驱动电动机中会频繁出现($\boldsymbol{\lambda}$ = 841.287)电火花加工电流，其幅值($\boldsymbol{\mu}$ = 1.115，$\boldsymbol{\sigma}^2$ = 0.086)也会显著地增加。共模扼流圈的附加电感减小了共模电流路径的阻尼因子，这导致了轴电压振荡幅值的增加。使用共模变压器代替共模扼流圈可以解决阻尼因子减小的问题，同时也能更好地抑制共模电流。不使用滤波器时和使用共模变压器时驱动电动机的电火花加工电流分布参数基本相当。然而，不使用滤波器时驱动电动机的电火花加工电流分布参数的方差较大。这种现象与共

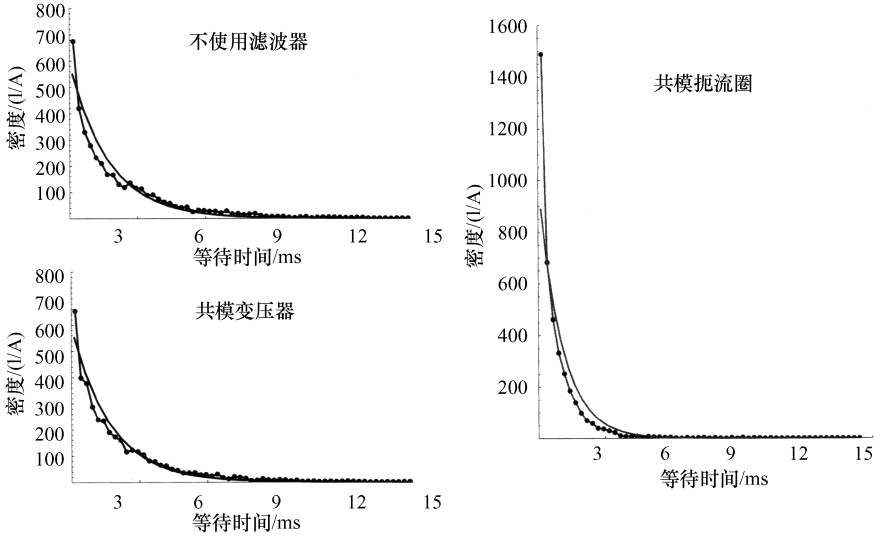


图 4.19　驱动电动机中估计的等待时间的指数分布：不使用滤波器、使用共模扼流圈和使用共模变压器

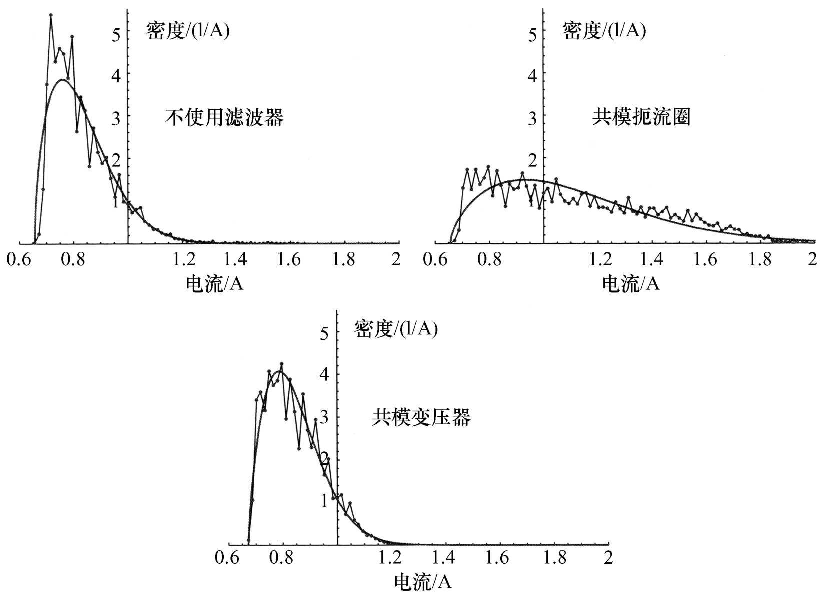


图 4.20　驱动电动机中估计的 *EDM* 电流幅值的 *Weibull*（威尔布）分布：不使用滤波器、使用共模扼流圈和使用共模变压器

模变压器引入的高阻尼因子有关，由于放电能量取决于电火花加工电流的二次方，因此，使用共模变压器的驱动电动机中轴承损坏的风险相对稍低。

4.2　智能电网中好的工程实践

由于智能电网部件的空间布置影响干扰路径的高频阻抗[10-13,20,25]，因此，好的工程实践与改变 EMI 特性的方法有关。高频阻抗确定了系统中存在的 EMI 源产生的干扰电流的流动。由于需要接入电力电子接口和控制系统，因此，在智能电网中寄生耦合尤为重要。我们要意识到，存在的寄生耦合是一个非常重要的因素，能够调节单个智能电网部件的正确结构和系统的接入。在高频频段，容性耦合和共阻抗耦合起着重要的作用。图 4. 21 示出了寄生耦合阻抗特性的测量布置，这尤其要在智能电网的电缆布置中予以考虑。测量过程中，电缆开路，平行放置在典型的塑料电缆桥架中。

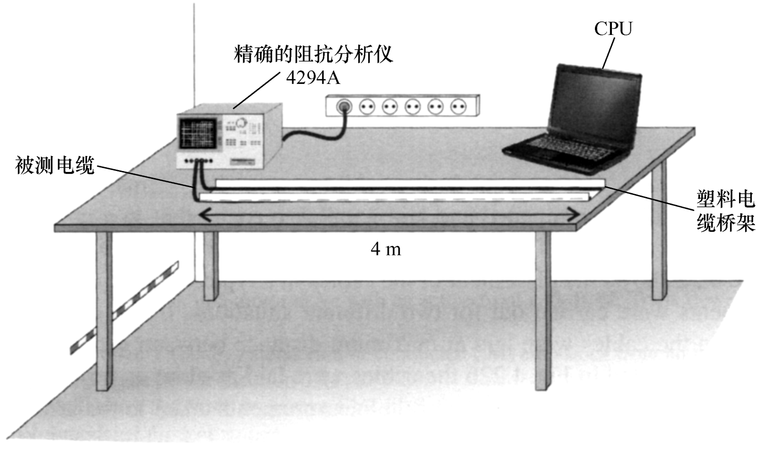


图 4. 21　寄生耦合阻抗的测量布置

图 4. 22 示出了电缆放置在典型的塑料电缆桥架中，测量在两种不同的情况下进行。图 4. 22a 所示情况为电缆之间以最大间距放置，而图 4. 22b 所示情况为电缆之间尽可能近地放置。图 4. 23 示出了根据图 4. 21 所示测量布置时图 4. 22a 中电缆放置的测量结果，而图 4. 24 示出了图 4. 22b 中电缆放置的测量结果。

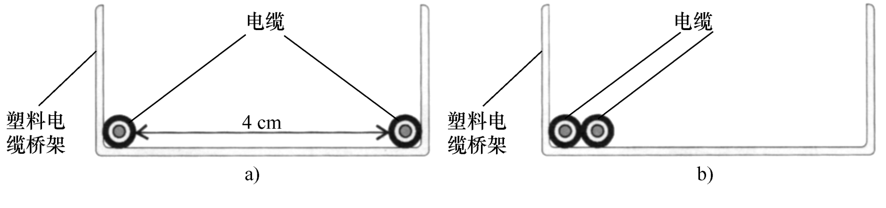


图 4. 22　测量过程中电缆的放置

a) 最大间距　b) 最小间距

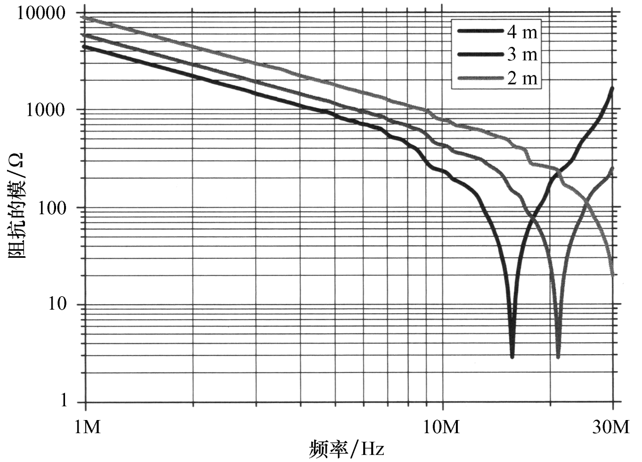


图 4.23　图 4.22a 中放置的不同长度电缆之间阻抗的频率特性

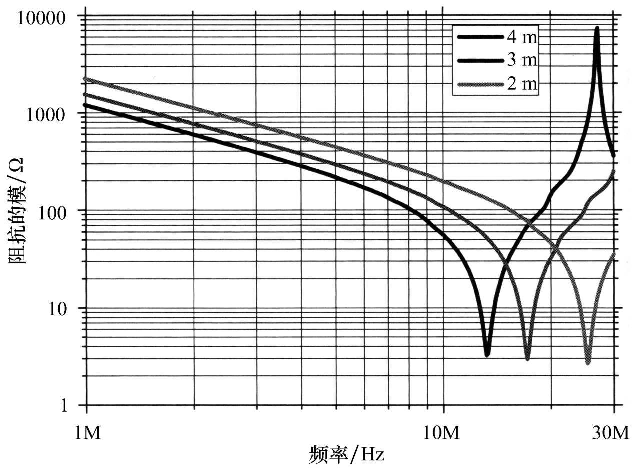


图 4.24　图 4.22b 中放置的不同长度电缆之间阻抗的频率特性

智能电网系统中出现的有效 EMI 源通常与使用的电力电子接口有关。因此，在智能电网系统的设计、干扰电流可能流动路径的预测以及电源电路和通信电路之间耦合的估计中，我们意识到寄生耦合的存在非常重要。

强发射电路和敏感电路的隔离，以及其他和“好的工程实践”有关的 EMC 确保技术，能够正确地改变传导的 EMI 频谱，它们应和智能电网系统中的滤波一起使用。

参考文献

1. Akagi H, Matsumura I (2011) Overvoltage mitigation of inverter-driven motors with long cables of different lengths. IEEE Trans Ind Appl 47(4):1741–1748
2. Akagi H, Oe T (2008) A specific filter for eliminating high-frequency leakage current from the grounded heat sink in a motor drive with an active front end. IEEE Trans Power Electron 23(2):763–770
3. Akagi H, Shimizu T (2008) Attenuation of conducted EMI emissions from an inverter-driven motor. IEEE Trans Power Electron 23(1):282–290
4. Akagi H, Tamura S (2004) A passive EMI filter for an adjustable-speed motor driven by a 400-V three-level diode-clamped inverter. In: IEEE 35th annual power electronics specialists conference, PESC 04, vol 1, pp 86–93, June 2004
5. Brown T, Yang M (2008) Radio wave propagation in smart buildings at long wavelengths. In: IET Seminar on electromagnetic propagation in structures and buildings, 1–17 Dec 2008
6. Cochrane D, Chen D, Boroyevic D (2003) Passive cancellation of common-mode noise in power electronic circuits. IEEE Trans Power Electron 18(3):756–763
7. Kempski A, Smolenski R, Kot E, Fedyczak Z (2004) Active and passive series compensation of common mode voltage in adjustable speed drive system. In: Conference record of the 2004 IEEE industry applications conference 39th IAS annual meeting, vol 4, pp 2665–2671, Oct 2004
8. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2002) Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. In: Proceedings of IEEE 33rd annual power electronics specialists conference records (PESC'02), vols 1–4, pp 1551–1556, Cairns, Australia, 23–27 June 2002
9. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2004) The influence of passive EMI filters on various aspects of electromagnetic compatibility of ASD's. In: IEEE 35th annual power electronics specialists conference, PESC 04, vol 2, pp 970–975, June 2004
10. Kirlin R, Lascu C, Trzynadlowski A (2011) Shaping the noise spectrum in power electronic converters. IEEE Trans Ind Electron 58(7):2780–2788
11. Luszcz J (2009) Motor cable as an origin of supplementary conducted EMI emission of ASD. In: 13th European conference on power electronics and applications, EPE '09, 1–7 Sept 2009
12. Luszcz J (2011) Broadband modeling of motor cable impact on common mode currents in VFD. In: IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE), pp 538–543, June 2011
13. Luszcz J (2011) Modeling of common mode currents induced by motor cable in converter fed AC motor drives. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 459–464, Aug 2011
14. Magnusson P (2001) Transmission lines and wave propagation. CRC Press, Boca Raton
15. Nagel A, De Doncker R (2000) Systematic design of EMI-filters for power converters. In: IAS 2000—conference record of the 2000 IEEE industry applications conference, vols 1–5, IEEE industry applications society annual meeting, pp 2523–2525. IEEE industry applications society, AEI, Institute of electrical engineers, Power electronics society, European power electronics and drives association, Univ Rome La Sapineza; Univ Padova, 35th IAS annual meeting and world conference on industrial applications of electrical energy. Rome, Italy, 08–12 Oct 2000
16. Ogasawara S, Akagi H (1996) Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems. IEEE Trans Ind Appl 32(5):1105–1114
17. Ott H (2009) Electromagnetic compatibility engineering. Wiley, New Jersey

18. Ozenbaugh R, Pullen T (2011) EMI filter design. Taylor & Francis, Boca Raton
19. Paul CR (2006) Introduction to electromagnetic compatibility. In: Wiley series in microwave and optical engineering, t. 1. Wiley-Interscience, Hoboken
20. Paul C, Mcknight J (1979) Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires—Part II: A simplified low-frequency prediction model. IEEE Trans Electromagn Compat EMC-21(2):105–114
21. Wang S, Lee F, Chen D, Odendaal W (2004) Effects of parasitic parameters on EMI filter performance. IEEE Trans Power Electron 19(3):869–877
22. Wang S, Lee F, Odendaal W (2005) Characterization and parasitic extraction of EMI filters using scattering parameters. IEEE Trans Power Electron 20(2):502–510
23. Wang S, Lee F, Odendaal W, van Wyk J (2005) Improvement of EMI filter performance with parasitic coupling cancellation. IEEE Trans Power Electron 20(5):1221–1228
24. Weston D (2001) Electromagnetic compatibility: principles and applications. Electrical engineering and electronics. Marcel Dekker, New York
25. Williams T, Armstrong K (1999) EMC for systems and installations. Newnes, Oxford
26. Ye S, Eberle W, Liu Y (2004) A novel EMI filter design method for switching power supplies. IEEE Trans Power Electron 19(6):1668–1678

第 5 章　电力电子接口中干扰源的补偿

为了同时消除智能电网系统中电力电子变换器的使用产生的所有负效应，最合适的方法是补偿电力电子接口中的干扰源。在这种情况下，干扰源的补偿不仅能避免干扰在更多电路中的传播，而且能避免一组变换器产生的不可控制的干扰叠加，这有助于兼容系统的设计。

5.1　逆变器的共模补偿器

要抵消逆变器输入系统中的共模电压源[25]，既可以使用有源共模电压补偿器[54]，也可以使用 Akagi 等人提出的无源共模电压补偿器[3-7,37,38]。有源串联滤波器中的补偿是通过给每相加上相反极性的共模电压实现的。这已通过使用射极跟随器（T_1，T_2）得到了实现。Y 电容（C_{det}）上可以测量到共模电压，这个电压通过共模变压器被加到相电压上，如图 5.1 所示。

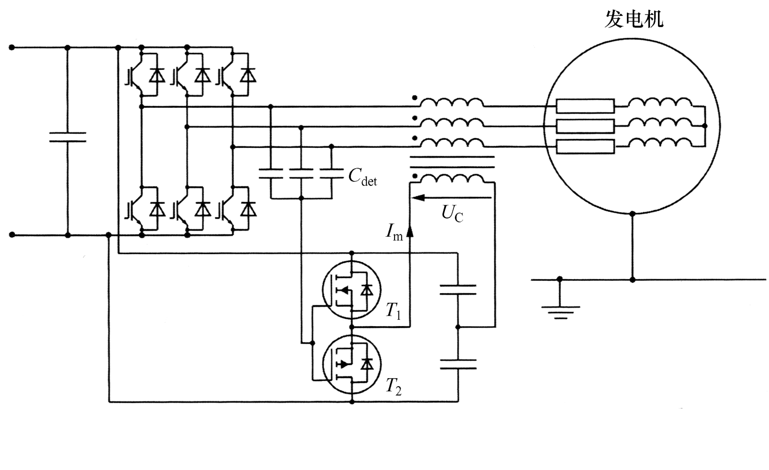


图 5.1　串联了有源共模电压补偿器的交流发电系统

图 5.2 示出了共模元件的等效电路。通过加入电压控制的电压源作为共模变压器的输入，从而产生补偿电压 U_C 实现串联补偿。

为了消除共模电压、轴电压和轴承电流，Ogasawara 和 Akagi 提出的原始结构设计是为 3×200V，60Hz 供电的变频器使用双极性晶体管。射极跟随器的每一个晶体管必须工作在全直流电压条件下（282V）[38]。

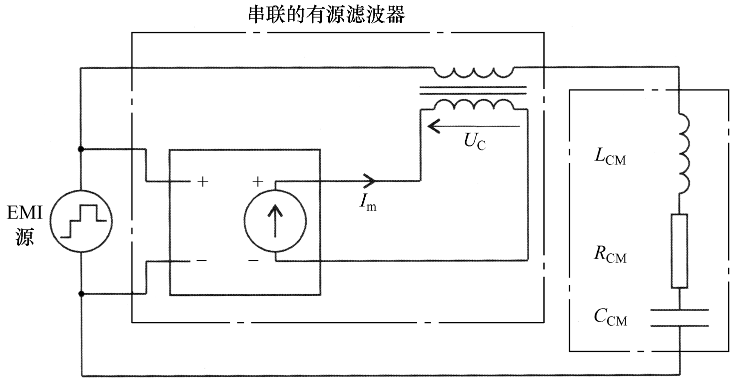


图 5.2　使用了串联有源补偿器的逆变器输入系统的等效共模电路

在给出的研究中，我们研究了供电为 3×400V，50Hz 的串联有源滤波器的概念（见附表 7）。标准的额定电压为 600V 的双极性 PNP 晶体管不能得到。但满足额定电压的 P 沟道金属氧化物半导体功率场效应晶体管（MOSFET）则很容易得到。MOSFET 的速度要快于双极性晶体管，在这种应用中，它们共模电压的高电平和陡上升时间会产生可忽略的非零栅源门限电压[25]。

图 5.3 示出了逆变器输出端的共模电压和跟随器的输出电压——补偿电压 U_C。除了和全补偿稍微有偏差外，特别是对于上升时间小于 100ns 的非常快速的转换情况，如图 5.4 所示，否则跟随器输出端的补偿电压几乎完全和测量的共模电压相重叠。

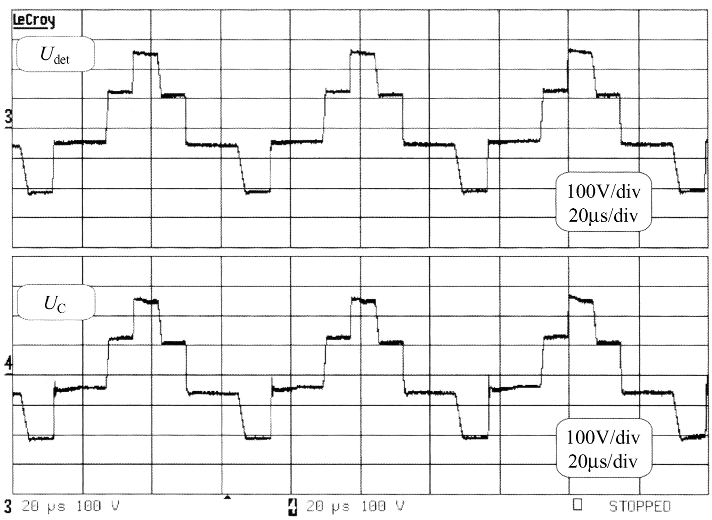


图 5.3　逆变器输出端中性点的共模电压 U_{det} 和射极跟随器输出端的补偿共模电压 U_C

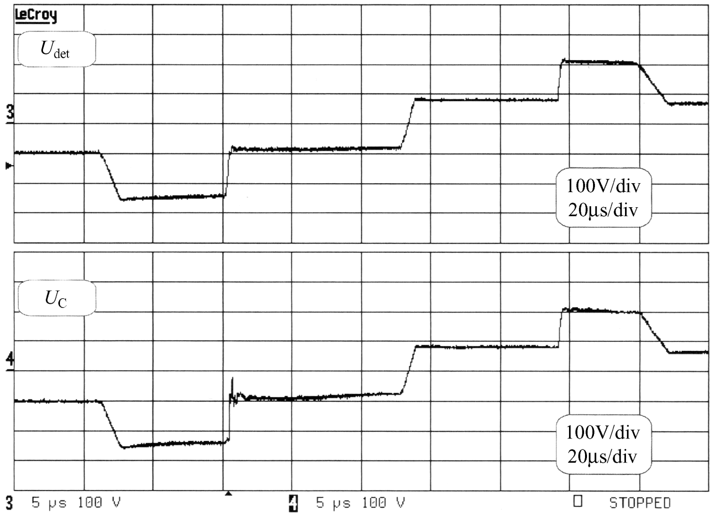


图 5.4　逆变器输出端中性点的共模电压 U_{det} 和射极跟随器输出端的补偿共模电压 U_C 展开图

和全补偿的稍微偏差是由逆变器转换过程中门电阻上的电压降产生。对于最快的转换情况，栅极电荷必须在非常短的时间内被消除。

图 5.5 示出了变频器 FC1 和发电机 IM2（见附表 3）组成的系统中串联有源补偿的效果——定子绕组中性点的共模电压和轴电压。

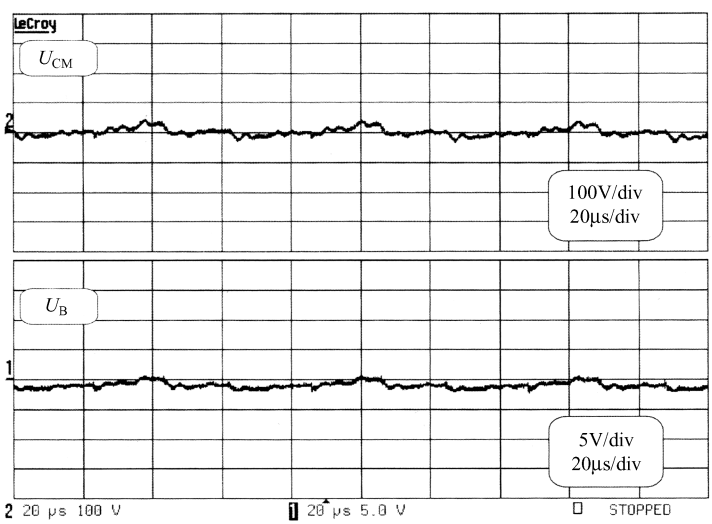


图 5.5　串联有源滤波器的系统中的共模电压（U_{CM}）和轴电压（U_B）

共模电压的抵消几乎是理想的。这确保了低电平的传导发射。此外，引起放电轴承电流的轴承电压，其值太小时不能穿透轴承内的脂膜。通过实验已经证明，在很长的测量周期内没有观察到电火花加工电流。

当在逆变器的输入系统中包含如图 5.6 所示的有源滤波器结构时，也能得到同样的补偿性能。这个滤波器为共模滤波器和差模滤波器的组合。串联的共模扼流圈（L_{fCM}）和线路电抗器（L_{fDM}）以及电容（C_{fCM}，C_{fDM}）构成了滤波器的共模部分。电容的合成阻抗能有效地旁路负载侧（见附表 8）的共模路径。共模扼流圈大的电感上能产生几乎等于共模电压的电压降，它能够补偿滤波器输出端的这个共模电压。此外，滤波器差模部分（L_{fDM}，C_{fDM}）的简单连接能够确保线-线之间电压的正弦波形[3,5-7,44]。

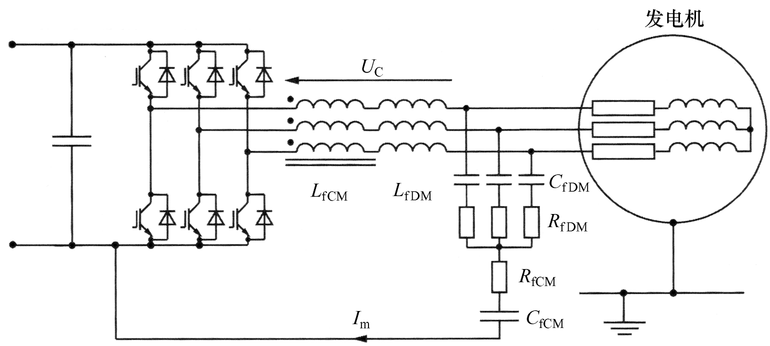


图 5.6　逆变器输入系统使用的无源共模电压补偿器的结构

图 5.7 示出了逆变器输入系统使用无源补偿器的共模路径的等效电路。所

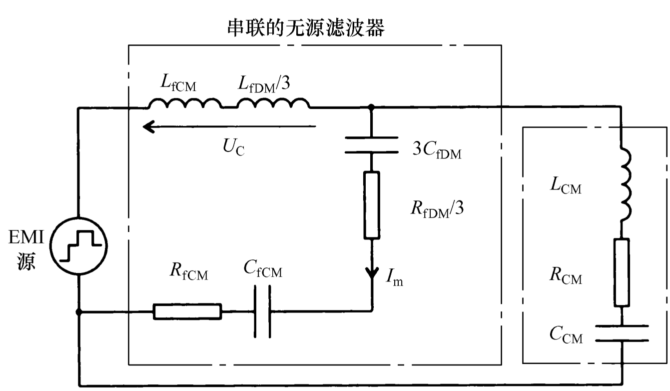


图 5.7　逆变器输入系统使用无源共模电压补偿器的共模路径的等效电路

示零序电路有助于理解无源 EMI 电压的补偿思路以及滤波器的设计步骤。

图 5. 8 分别示出了串联电感绕组上的相电压降以及它们和的 1/3——补偿电压 U_C。共模扼流圈的电抗应远大于差模电抗，目的是避免减小实质上为“工作电流”的差模电流。

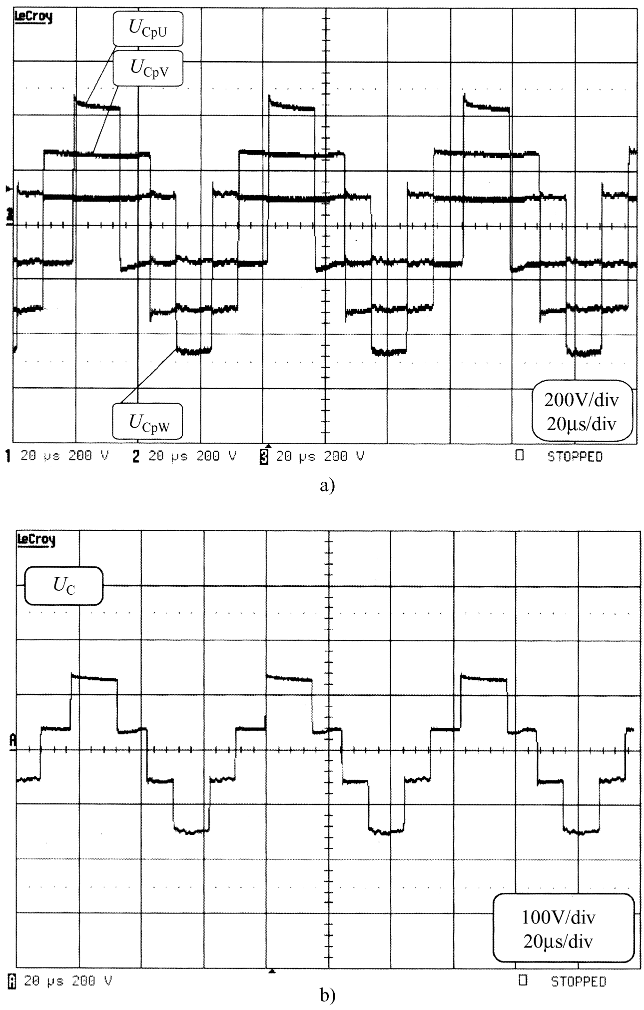
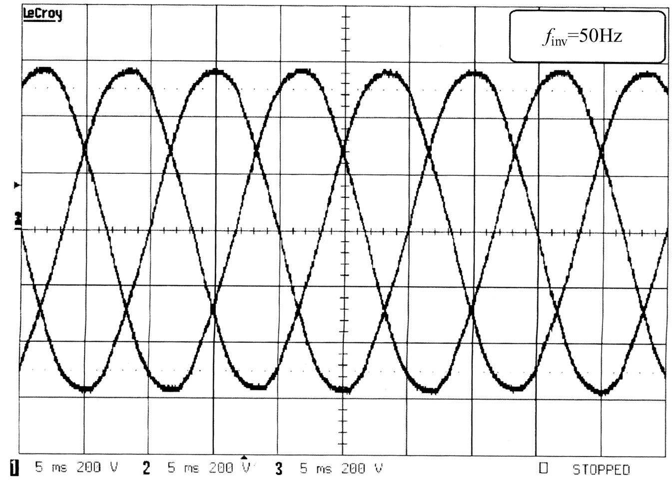


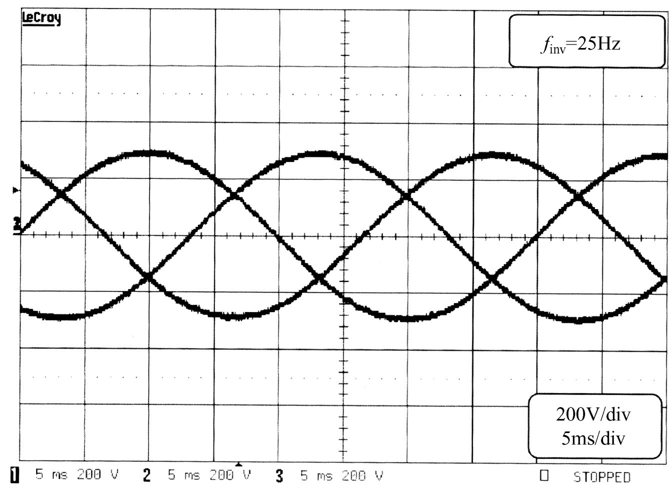
图 5. 8　串联电感（L_{fCM}和 L_{fDM}）上的相电压和补偿电压（U_C）

图 5. 9 示出了不同逆变器输出频率（标量控制）时线-线之间的电压波形。

图 5. 10 示出了使用无源共模电压滤波器和不使用滤波器时系统中性点的共



a)



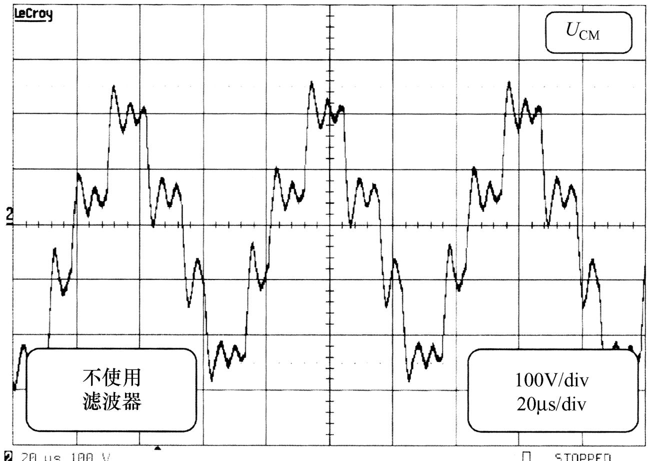
b)

图 5.9 逆变器输出频率分别为$f_{inv}=25\text{Hz}$和$f_{inv}=50\text{Hz}$时滤波器输出端的线-线之间的电压

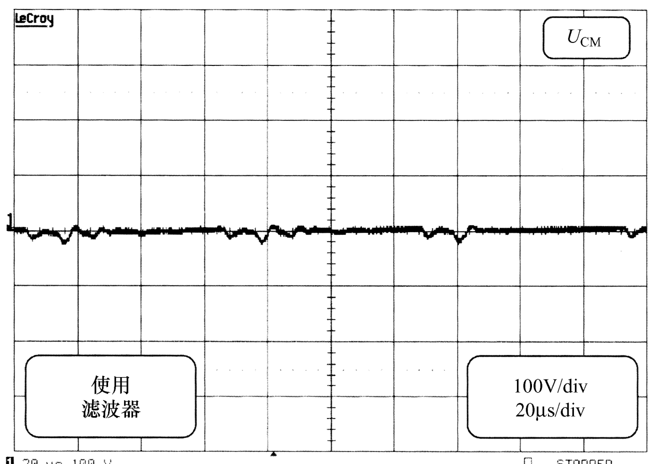
模电压。

图 5.11 示出了使用无源共模电压滤波器和不使用滤波器时系统负载保护地导线中测量的共模电流。

由于特定结构的滤波器能在共模扼流圈上产生几乎等于共模电压的电压降，因此，和普通的 EMI 滤波器相比，线-线之间具有正弦电压的无源共模电压补偿器是一种更精确的解决方法。此外，设计时应考虑逆变器的调制参数对补偿电



a)



b)

图 5.10　系统中星形联结负载中性点的共模电压（U_{CM}）

a）不使用滤波器　b）使用滤波器

压波形的影响。影响共模滤波器设计的最重要因素是共模电压产生的最大磁通密度。当超过磁通密度的最大允许电平时，会产生共模扼流圈的饱和。共模扼流圈的磁饱和通常会导致滤波器或逆变器的损坏。

当共模扼流圈上的电压降等于共模电压时，我们能够假设，此电压对时间的积分确定了共模扼流圈上的磁通密度[6]：

$$B = \frac{1}{Sn}\int u_{CM}\mathrm{d}t \tag{5.1}$$

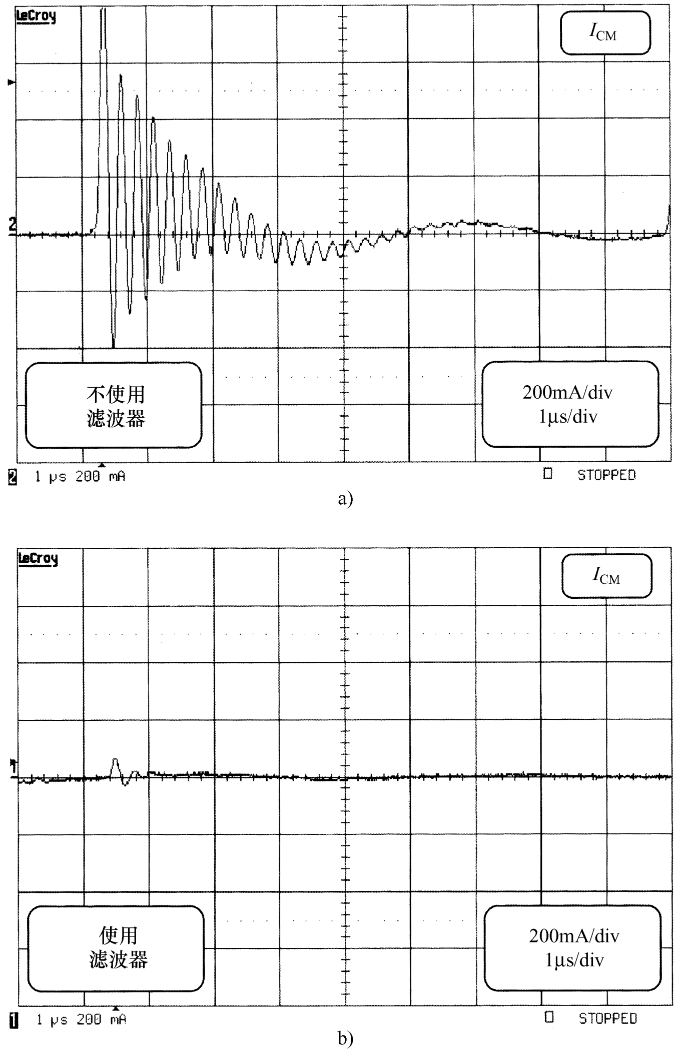


图 5. 11　逆变器输入系统中的共模电流

a）不使用滤波器　b）使用无源共模电压补偿器

式中　S——磁心的横截面积；

n——匝数。

图 5. 12 示出了使用正弦脉宽调制（载波频率 $f_c=16\text{kHz}$）的两电平逆变器输出频率不同时在实验系统中测量的共模扼流圈上的共模电压降波形和励磁电流波形[25]。

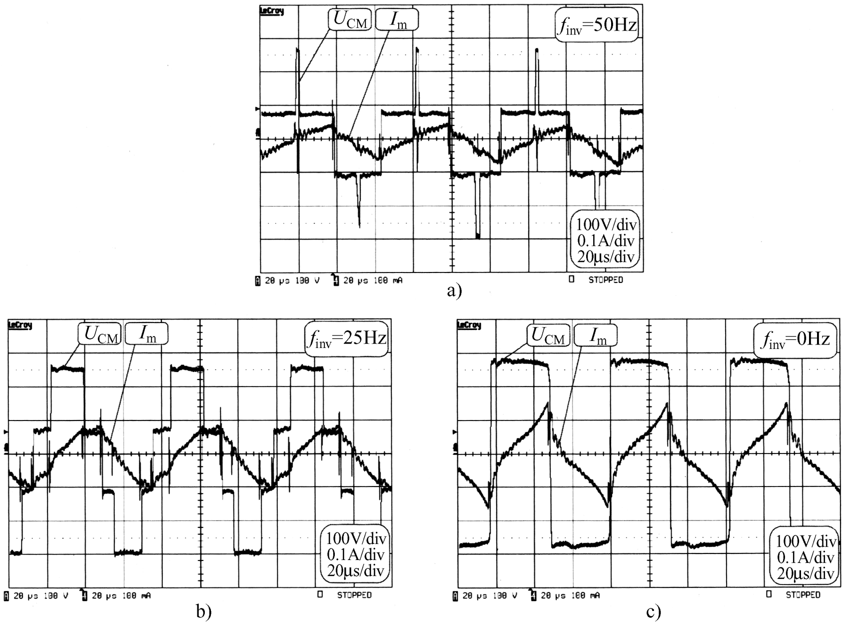


图 5.12　逆变器不同输出频率时的补偿共模电压（U_{CM}）和励磁电流（I_m）

a）$f_{inv}=50$Hz　b）$f_{inv}=25$Hz　c）$f_{inv}=0$Hz

5.2　多电平逆变器中的共模电压补偿

在共模扼流圈性能特性的线性部分，励磁电流与电压降的时间积分成比例。注意到，对于输出频率等于 0Hz 的逆变器，可以观察到磁心出现了磁饱和（两电平时共模电压的最大时间积分）。

众所周知，由于共模电压阶跃值的减小[35,49]，多电平逆变器的拓扑结构[2,10,18,29,42,46,51]本质上能够减小共模电流。此外，通过选择特殊的脉宽调制状态[17,32,33,56]，几乎能够消除多电平逆变器（奇数电平）产生的共模电压。然而，对于正弦调制，可能状态的数量减小，会导致可达区域的减小，反过来会使相电压的最大值减小，增加它们的谐波分量。

然而，对于共模电压补偿器中的扼流圈饱和，最重要的参数是共模电压包络的幅值和持续时间，它们会影响电压的时间积分，而不是共模电压阶跃的这些参数[24,26,27,46-48]。

图 5.13 ~ 图 5.15 示出了两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器输出端的相电压和共模电压。为了不同逆变器拓扑结构之间的容易比较，在所有情况中，相电压的幅值和调制指数相同。共模电压的变化范围随着逆变器电平数

量的增加而减小。

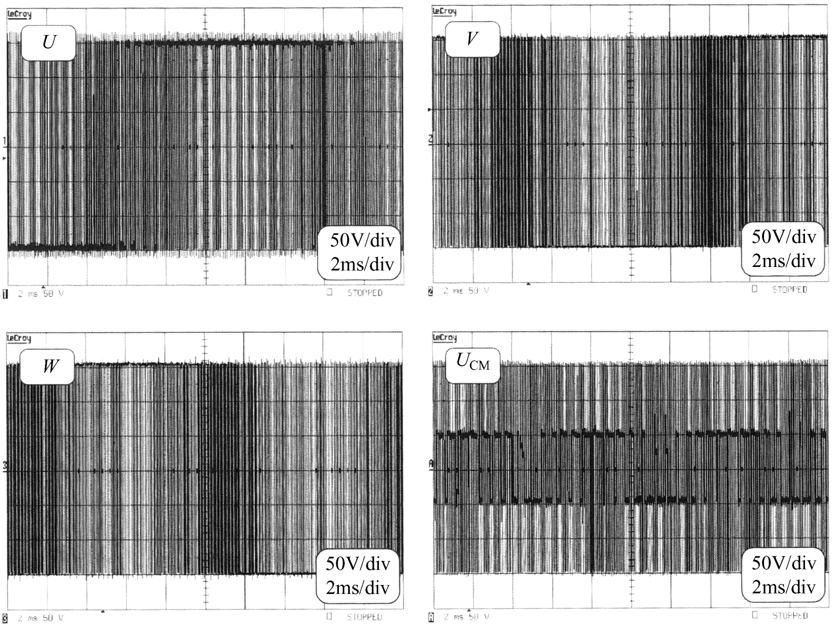


图 5. 13　两电平逆变器输出端的相电压（U，V，W）和共模电压（U_{CM}）

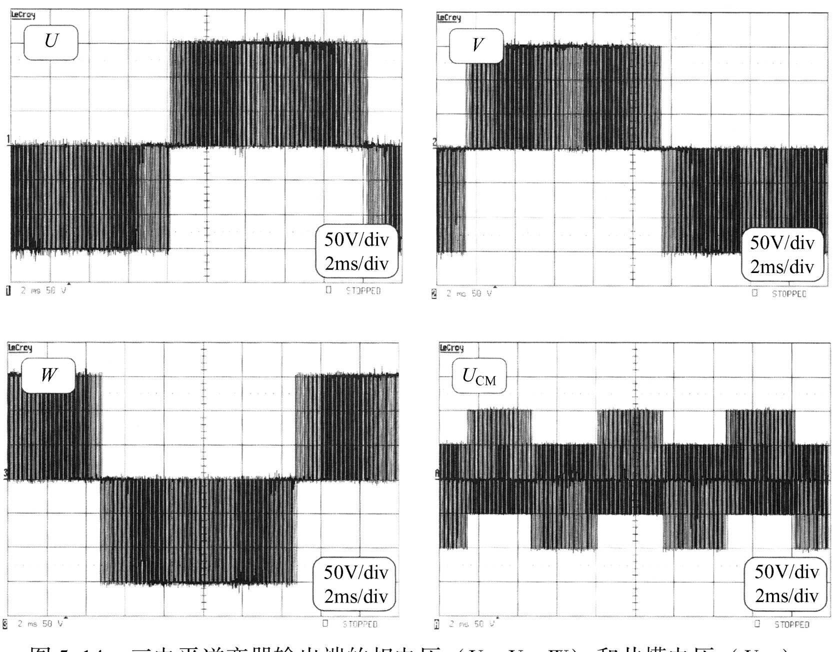


图 5. 14　三电平逆变器输出端的相电压（U，V，W）和共模电压（U_{CM}）

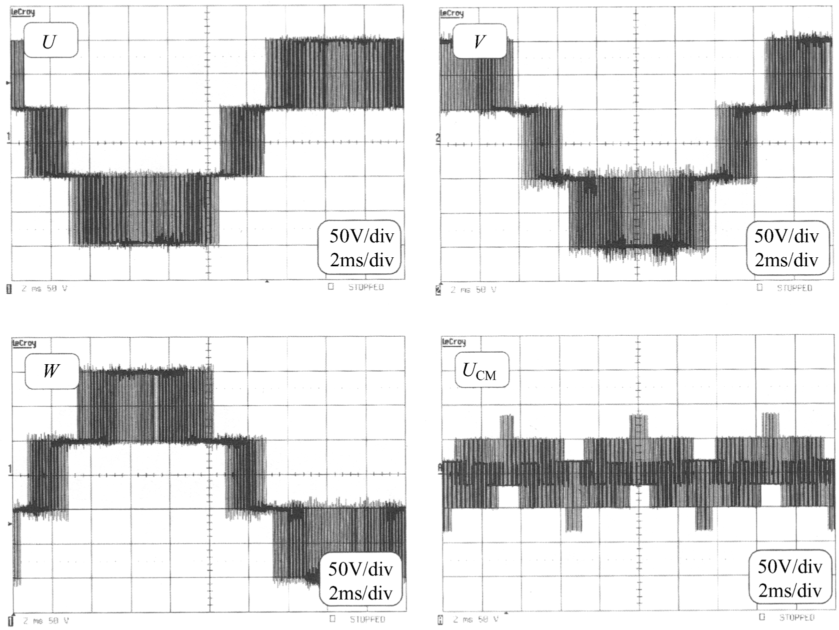


图 5.15　四电平逆变器输出端的相电压（U，V，W）和共模电压（U_{CM}）

图 5.16 示出了两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器中时间坐标放大了的共模电压波形。

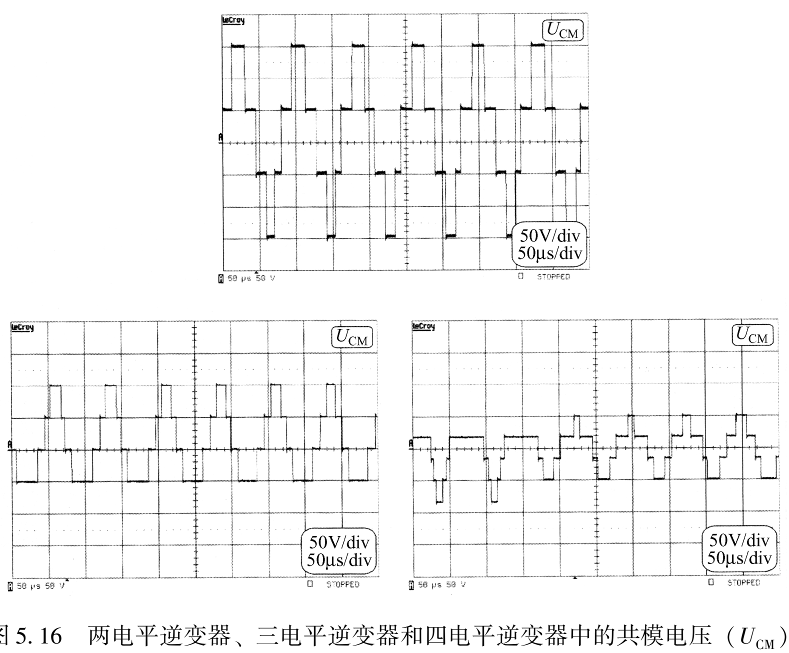


图 5.16　两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器中的共模电压（U_{CM}）

图 5. 17 为两电平逆变器和三电平逆变器转换状态的三维空间矢量表示。对于三电平逆变器，共模电压幅值的减小是由双边自然取样的正弦调制产生，在这种调制中，可以不选择产生共模电压电平最大值的逆变器状态（111 和-1-1-1）。对更大电平数逆变器的类似分析可得到，随着逆变器电平数的增加，共模电压的最大幅值将减小。

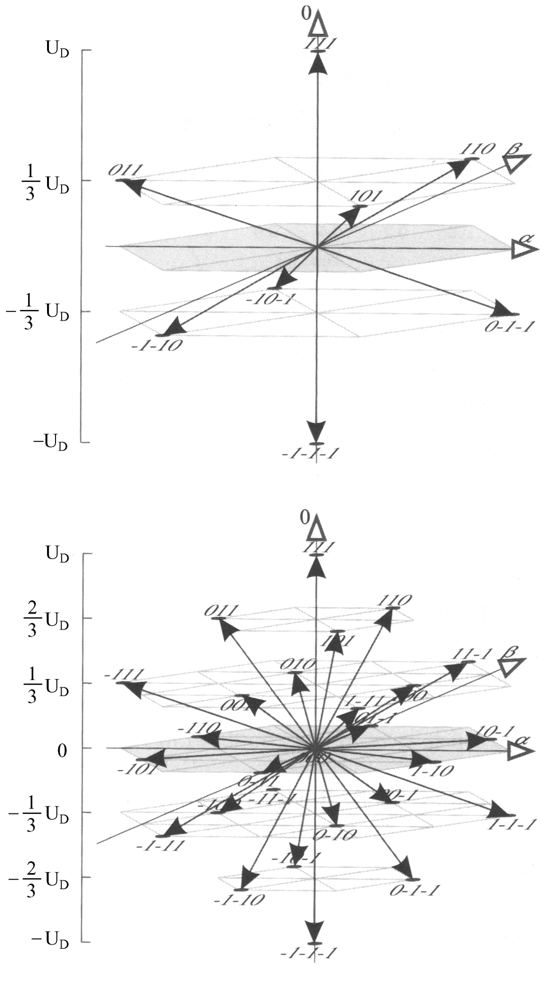


图 5. 17　两电平逆变器和三电平逆变器转换状态的三维空间矢量表示

正如以上所表明的，磁通密度的最大值取决于逆变器的电平数和所采用的调制技术。图 5. 18 示出了三角载波函数用于常用的正弦载波 PWM：同相层叠（PD）、正负反相层叠（POD）和相邻反相层叠（APOD）[32,33,35]。为了载波函数相移更好的可见性，有意减小了三角函数的频率。

参考文献［47］提出了估算共模电压对时间积分最大值的数值方法，目的

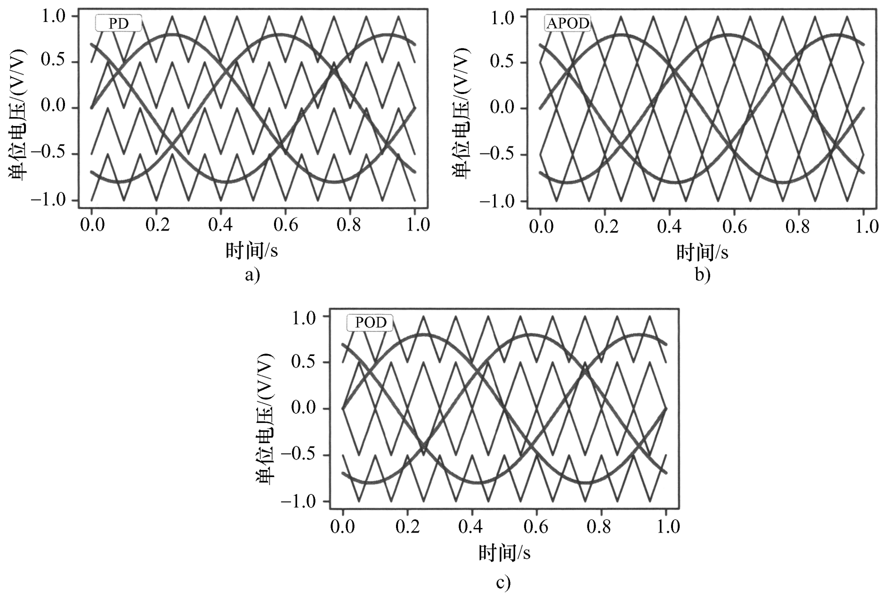


图 5.18　不同调制时使用的三角载波函数

a）PD　b）APOD　c）POD

是估计逆变器的电平数和选择的调制技术对共模扼流圈磁饱和的影响，这对于确保滤波器的安全工作很重要。频率为 1Hz 的基本三角载波函数可以表示为

$$P(t) = 1 - 2\left|\langle t\rangle - \frac{1}{2}\right| \tag{5.2}$$

式中　$\langle t\rangle$——t 的小数部分。

对于 N 电平的逆变器，频率为 1Hz 的第 i 次三角载波函数可以表示为

$$FP_N^i(t) = \frac{2}{N}\left(P(t) - \frac{1}{2}N - i\right) \tag{5.3}$$

式中　N——电平数量；

$i = 1, \cdots, N$——级数。

调制 PD、POD 和 APOD 的三角载波函数可以分别表示为

$$FPD_N^i(t) = FP_N^i(f_{\text{carr}}t) \tag{5.4}$$

$$FPOD_N^i(t) = FP_N^i\left[f_{\text{carr}}t - \frac{1}{2}H(i - 1 - N\text{div}2)\right] \tag{5.5}$$

$$FAPOD_N^i(t) = FP_N^i\left[f_{\text{carr}}t + \frac{1}{2}(i\text{mode}2 - 1)\right] \tag{5.6}$$

式中　f_{carr}——载波频率；

H——单位阶跃函数。

图 5.16 所示共模电压波形定义为脉宽调制的相电压之和的 1/3。对于 PD、

POD 和 APOD 调制，N 电平逆变器输出端的共模电压可以表示为

$$U_{\mathrm{CM}}(t)=\frac{2}{3N}\sum_{k=-1}^{1}\sum_{i=1}^{N}\left\{H\left(A\sin\left(2\pi f_{\mathrm{inv}}t+\frac{2}{3}k\pi\right)-FPR_N^i(t)\right)-1\right\} \quad (5.7)$$

式中 $FPR_N^i(t)$——式(5.4)~式(5.6)的函数之一；

f_{inv}——逆变器的输出频率。

共模电压波形阶跃的出现时刻取决于函数的根：

$$F(t)=A\sin\left(2\pi f_{\mathrm{inv}}t+\frac{2}{3}\pi k\right)-FPR_N^i(t) \quad (5.8)$$

然而，对于式（5.8）的求解，实际上是寻找正弦函数和线性函数的交点，这称为 Kepler 方程，没有精确解。因此，必须使用函数根的数值估算。

计算共模电压对时间积分的最大值时，要求非常精确地确定函数的根。实际中，通常并不要求脉宽调制的分辨率的值。然而，需要在非常长的周期内对近似的共模电压波形进行数值积分，这会导致不可接受的估算误差的积累。使用线性近似和 Brent 法进行了初步的数值估算，这种估算采用修改的 Dekker 法以及基于 Dirac 定理的结论。由于参数估算非常费时，根据掌握的函数特性［见式(5.8)］，我们形成了确定根的特殊方法。

当 $m=0$，1，…时，三角函数 FPR_N^i 会在点$\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m$ 改变方向。

这些点确定了区间$\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m,\ \frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}(m+1)\right)$。利用 Dirac 定理，能够很容易地检查函数是否取 0。能充分地证明满足以下的条件：

$$F\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m\right)F\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}(m+1)\right)<0 \quad (5.9)$$

当满足式（5.9）的条件时，那么函数的根位于区间$\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m,\ \frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}(m+1)\right)$，当不满足此条件时，函数 F 则无根。还有一种情况需要考虑，对于确定的 m，函数 F 的根为节点$\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m$，然而，这种情况从技术上很容易检查。

我们假设，对于有些 m，满足式（5.9）的条件。使用割线法进行一次近似：

$$t_0=\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m-\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}\left[F\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}(m+1)\right)\right]-F\left[\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m\right)\right]}F\left(\frac{1}{2f_{\mathrm{carr}}}m\right) \quad (5.10)$$

使用切线法可得到二次近似。将函数 F 在点 t_0 展开成一阶泰勒级数，得到线性函数。确定这个线性函数的根可得到另外一个近似解：

$$t_1=t_0-\frac{F(t_0)}{F'(t_0)} \quad (5.11)$$

图 5.19 给出了提出的方法求解函数根的近似解的图形表示。

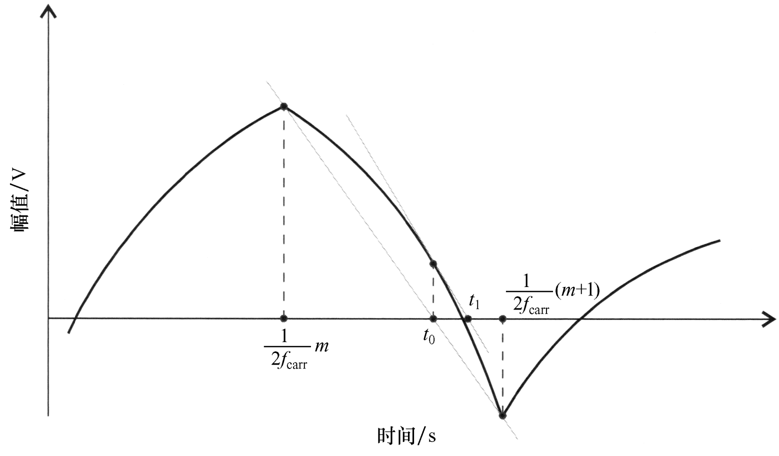


图 5.19　提出的近似求解函数根的方法

由于函数［见式（5.8）］的特殊波形，和 Brent 法相比，对于函数调用数量的比较，提出的方法得到的根的估算的准确度要优于大约三阶。图 5.20 示出了 4 个函数调用时，线性近似、Brent 法和提出的方法的相对误差。

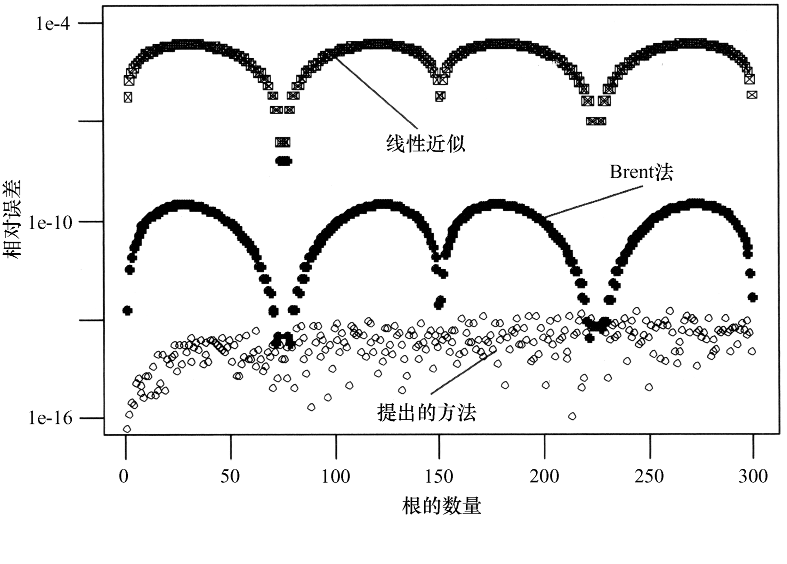
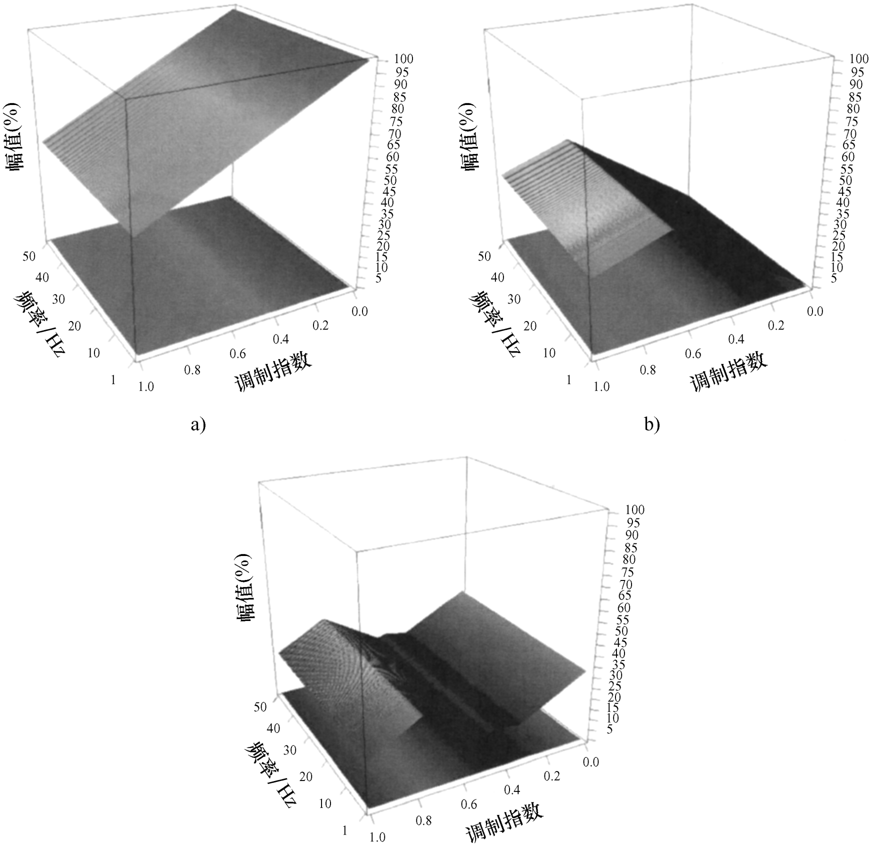


图 5.20　求解根的不同方法的相对误差

图 5.21 示出的三维图形，解析性地绘出了两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器使用 PD 调制时最大的时间积分值（对应于共模扼流圈磁通密度的最大值）、逆变器的输出频率和调制指数之间的相关性。为了方便比较，图 5.21

和图 5. 23 中的幅值坐标表示为使用 PD 调制的两电平逆变器得到的最大值的百分比。随着逆变器电平数量的增加，共模电压时间积分的最大值则减小。



a)　b)　c)

图 5. 21　PD 调制时相对于逆变器输出频率和调制指数的最大时间积分值

a）两电平逆变器　b）三电平逆变器　c）四电平逆变器

图 5. 22 示出了确认这些解析结果的实验结果。图中给出了包含两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器的系统在最坏情况下的补偿电压和对应的励磁电流。根据理论研究，在两电平逆变器和三电平逆变器的情况中，观察到了励磁电流（在扼流圈特性曲线的线性部分，它与共模电压的时间积分成比例）的最大差值。

作为潜在分析的例证，我们增补了常用载波调制控制的五电平逆变器的研究结果。图 5. 23 示出的三维图形，表明了五电平逆变器分别为 APOD、PD 和

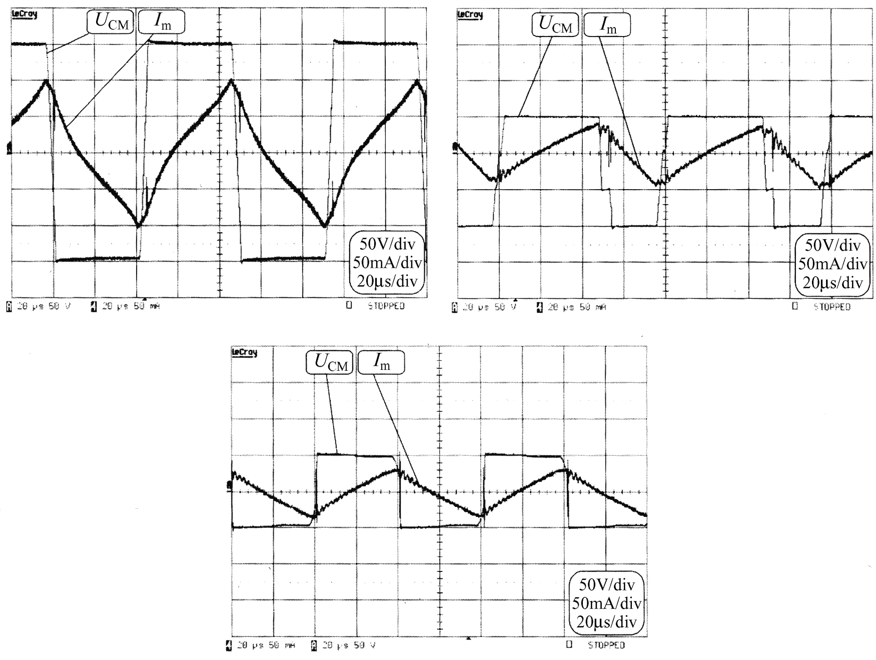


图 5. 22　两电平逆变器、三电平逆变器和四电平逆变器在最坏情况下的共模电压（U_{CM}）和励磁电流（I_m）

POD 调制时最大的时间积分值（对应于共模扼流圈中产生的最大磁通密度）、逆变器的输出频率和调制指数之间的相互关系。为了方便比较，幅值坐标表示为使用 PD 调制的两电平逆变器得到的最大值的百分比（$f_{inv}=0$Hz，图 5. 22 中的共模扼流圈饱和）。给出的结果表明，使用 POD 调制的五电平逆变器时，得到的最大磁通密度值减小为 PD 调制的两电平逆变器得到的磁通密度最大值的 15%。这会减小共模扼流圈的尺寸、重量和成本。

图 5. 24 示出了调制分别为 PD、APOD 和 POD 时在最坏情况下估算的五电平逆变器输出端产生的共模电压。共模电压幅值坐标表示为最大可能电平的分数。

图 5. 25 示出了与图 5. 24 中给出的共模电压相关的磁通密度。磁通幅值坐标的表示是相对于 PD 调制的两电平逆变器得到的最大值。结果表明，所选择的调制类型会影响磁通密度的低频包络。显而易见，对于最大的可能电平，必须要设计共模扼流圈。

得到的研究成果可能对于作为智能电网中正弦电压源的这些装置的设计尤其有用，即其工作频率等于电源频率和调制指数接近 1。图 5. 26 示出了，当逆

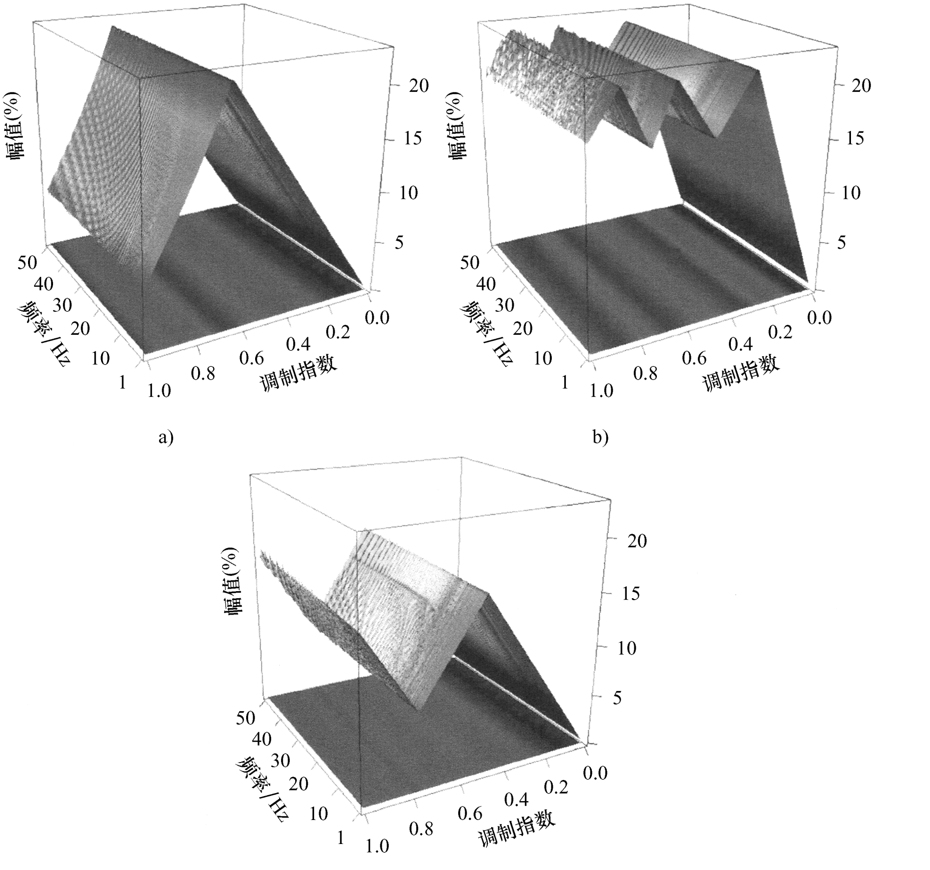


图 5.23　五电平逆变器采用不同调制时相对于逆变器的
输出频率和调制指数的最大时间积分值
a）APOD　b）PD　c）POD

变器的输出频率等于电源频率和调制指数等于 1，调制分别为 PD、APOD 和 POD 时五电平逆变器输出端产生的共模电压。从这些特殊的情况我们可以看出，尽管在 POD 调制的情况中可观察到最小的全局最大值，但 APOD 调制能够将共模扼流圈的尺寸减到最小。

图 5.27 示出了与图 5.26 中给出的共模电压相关的磁通密度。磁通幅值坐标的表示是相对于 PD 调制的两电平逆变器得到的最大值。结果表明，所选择的调制类型会影响磁通密度的低频包络。因此，对于磁通密度的最大可能电平，必须要设计共模扼流圈。

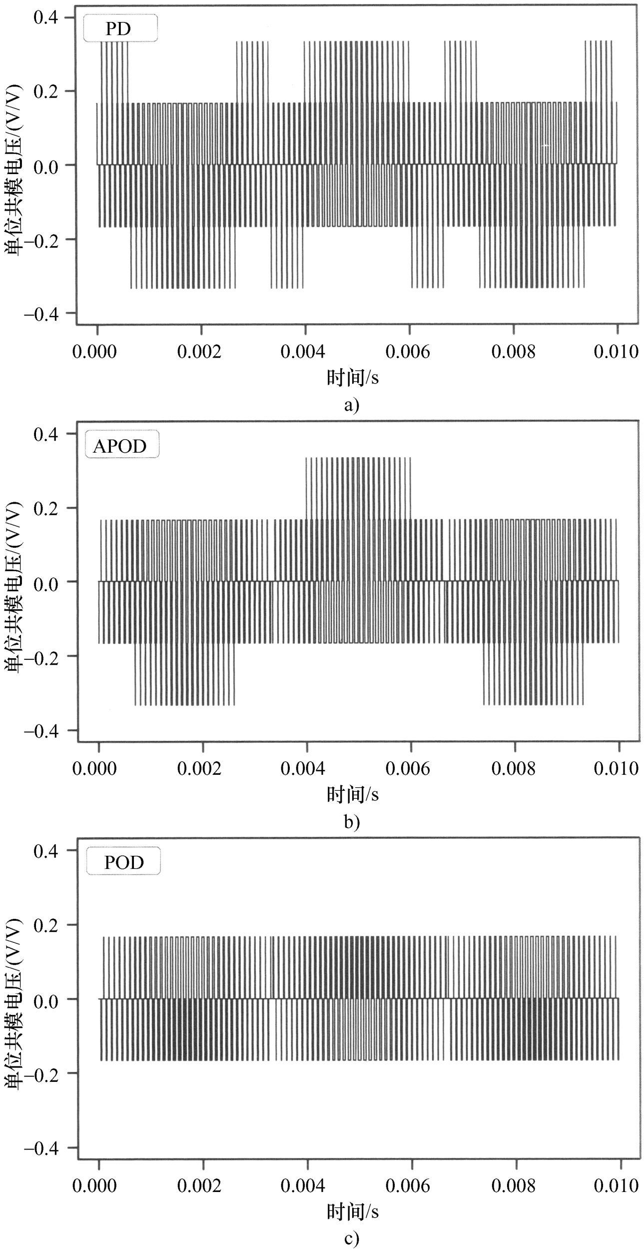


图 5.24　五电平逆变器采用不同调制时在最坏情况下产生的共模电压 U_{CM}

a）PD　b）APOD　c）POD

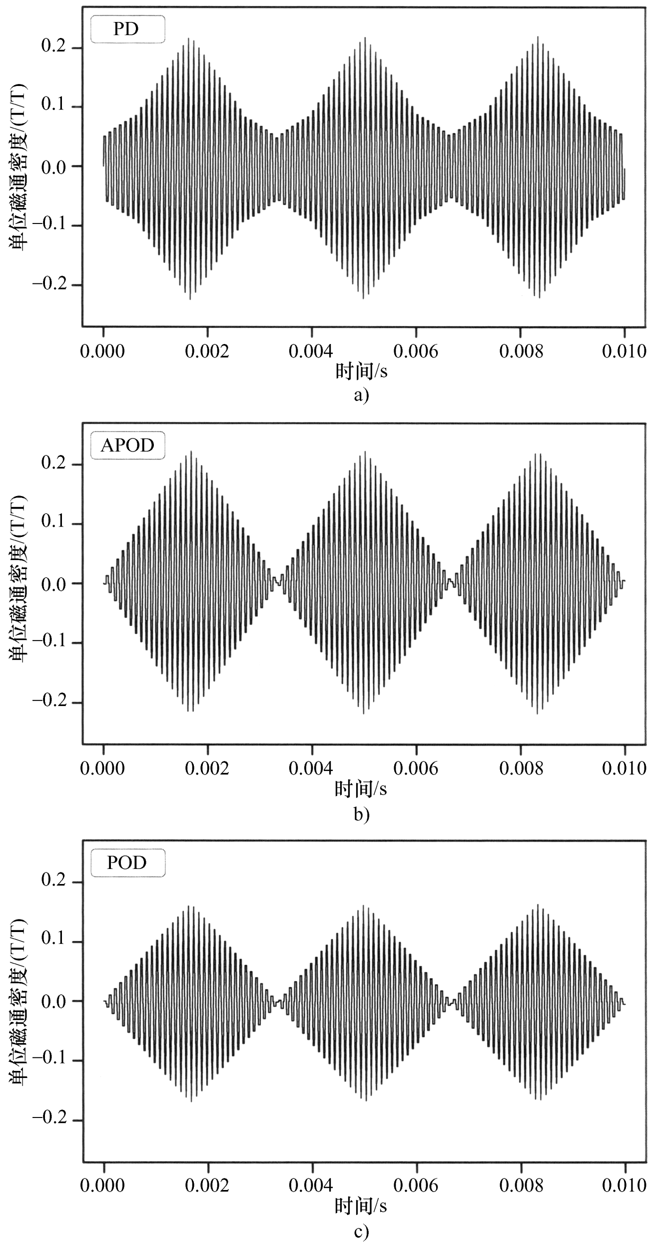


图 5.25　五电平逆变器采用不同调制时共模电压的时间积分

a）PD　b）APOD　c）POD

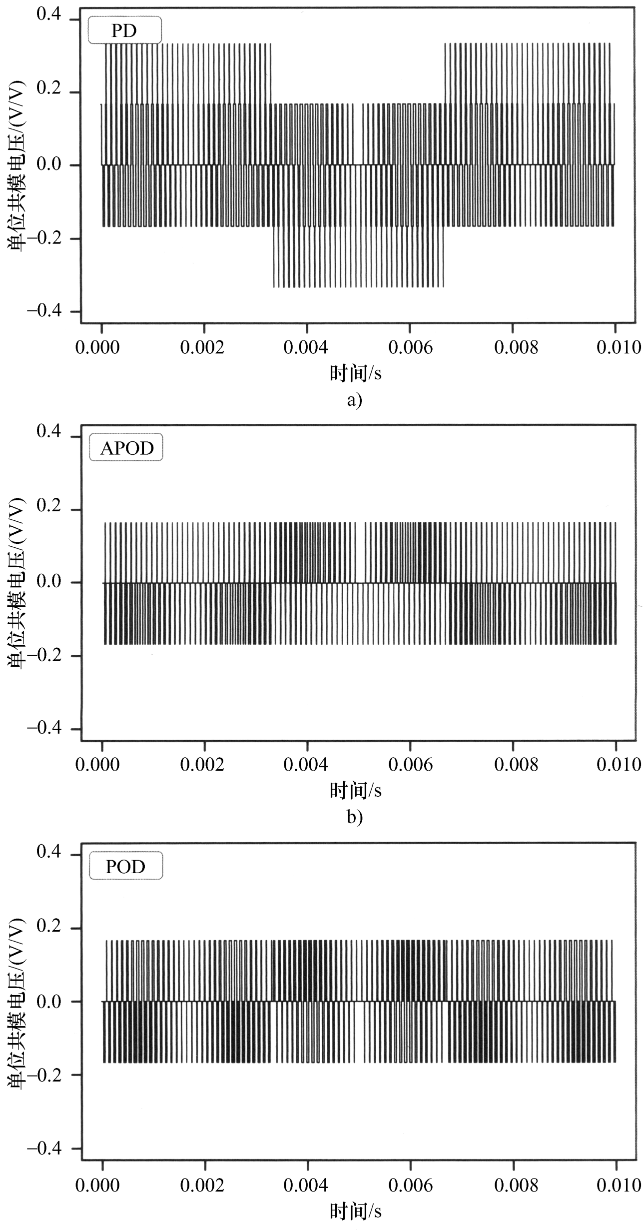


图 5.26　五电平逆变器（逆变器输出频率 $f_{inv}=50Hz$）采用不同调制时的共模电压 U_{CM}

a）PD　b）APOD　c）POD

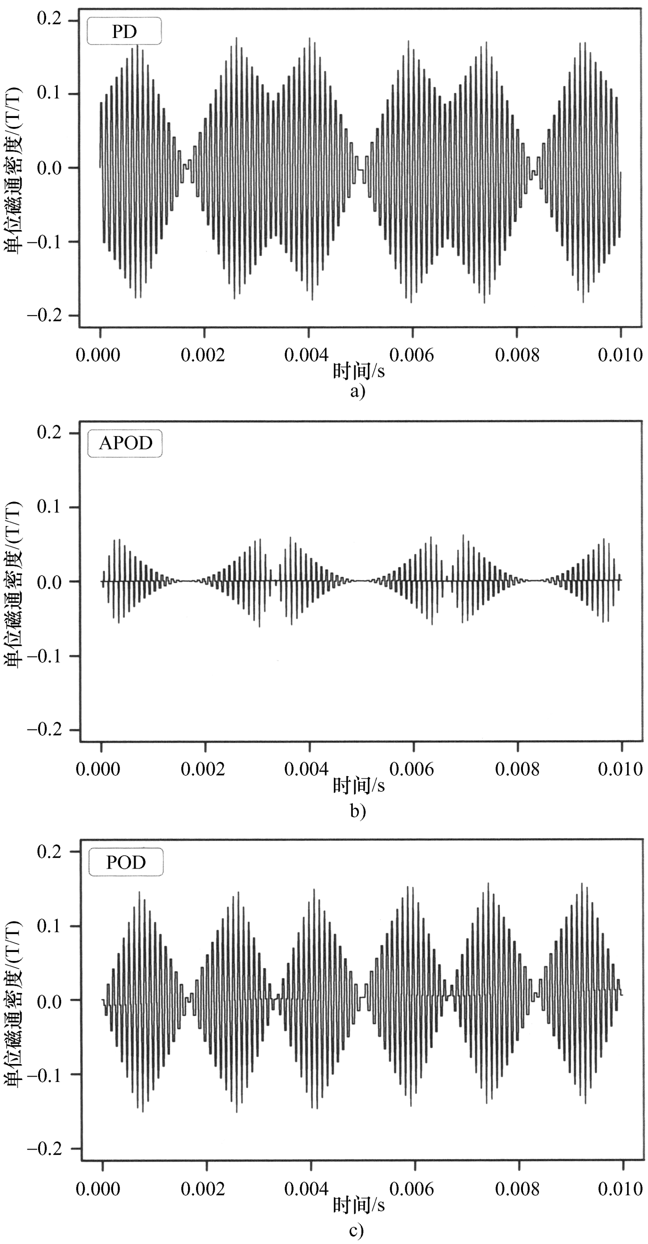
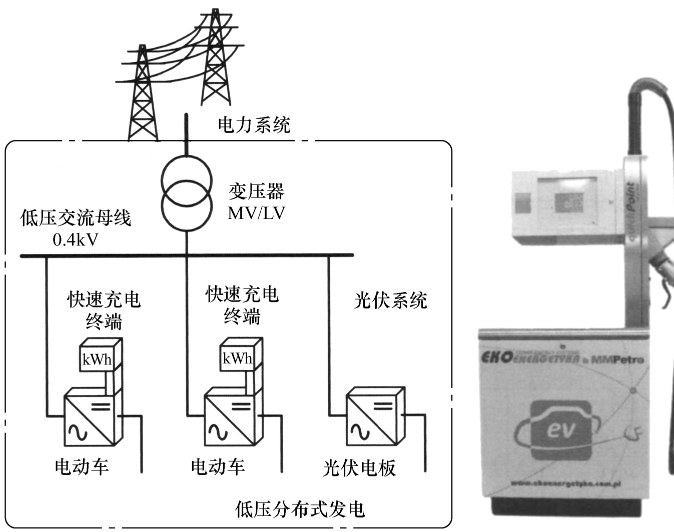


图 5.27　五电平逆变器（逆变器输出频率 $f_{inv}=50\mathrm{Hz}$）采用不同调制时的共模电压的时间积分

a）PD　b）APOD　c）POD

5.3 用于有源整流器的共模补偿器

有源整流器作为接口广泛用于智能电网中，例如用于直流发电机、光伏电板以及能够使电动车辆实现 V2G 辅助业务的双向快速充电器[14,15,19,30,34,36,40,43,51]。图 5.28 以示意图的形式示出了快速充电站和电网的典型连接，以及著者和 Ekoenergetyka 合作研发和生产的商用快速充电站。



a) b)

图 5.28

a）快速充电站的结构 b）著者合作研发的快速充电终端

我们的初步研究表明，直流环对地的电压纹波是产生高的传导发射电平的主要原因，这种电压纹波对于有源整流器来说很是典型[28]。图 5.29 示出了仿真

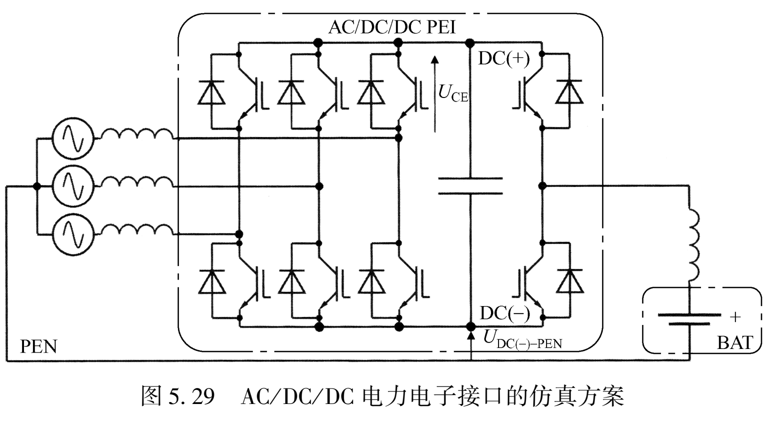


图 5.29 AC/DC/DC 电力电子接口的仿真方案

结构，同时给出了测量点。图 5.30 示出了从电磁兼容分析的角度认为是重要测量点的仿真波形。

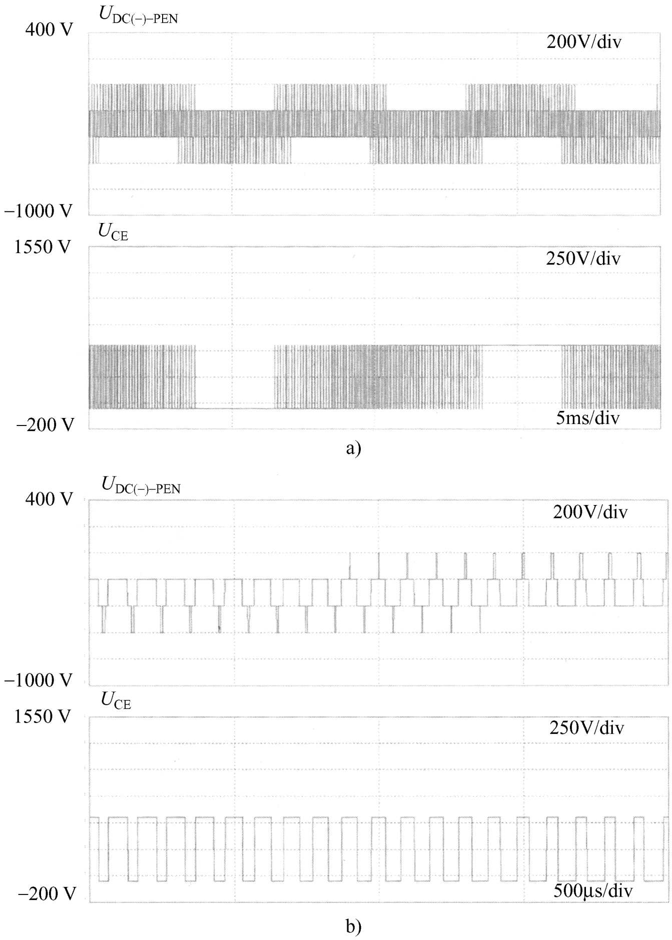


图 5.30　不使用滤波器的电力电子接口中直流环对地的电压纹波和集电极-发射机的电压的仿真波形

a）原始波形　b）放大波形

图 5.31 示出了直流环对地的电压纹波和直流差模电压的实验波形。波形的形状由以下两方面形成：整流器执行的控制算法以及叠加的由 EMI 电流谐振电路的寄生参数确定的附加 70kHz 振荡。然而正如所预期地，直流环电压即差模电压，则保持不变[28,46]。

图 5.32 示出了由著者研发和持有专利的滤波器结构，用以补偿有源整流器产生的直流环对地的电压纹波。研发的补偿器类似于共模电压滤波器，用以补偿逆变器产生的共模电压。

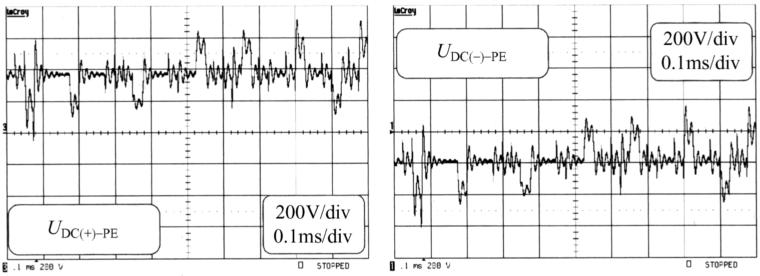


图 5.31　直流母线相对于地的电压

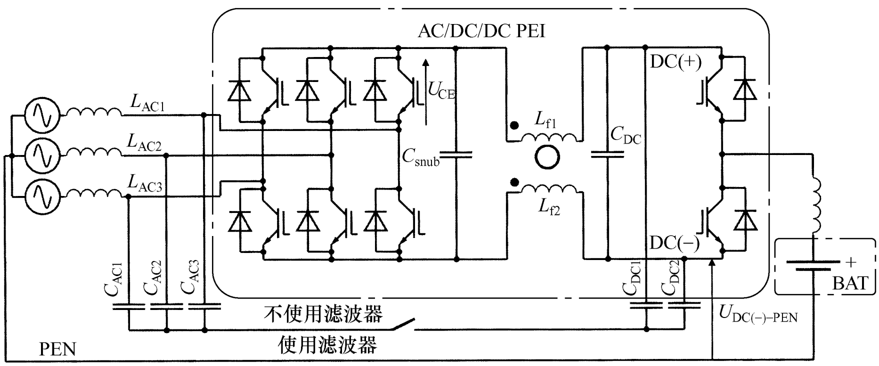


图 5.32　直流环中使用共模扼流圈的补偿器结构

（$C_{AC1,2,3}=20nF$，$C_{DC1,2}=500nF$，$L_{f1,2}=100mH$）

对于干扰的共模路径，共模电压纹波补偿器实际上是 γ 型的滤波器。补偿器由共模扼流圈（L_{f2}）和电容（C_{DC}，C_{AC}）组成。电容 C_{DC}和 C_{AC}的阻抗能够旁路逆变器电源侧和负载侧的共模电流路径。共模扼流圈大的电抗会产生电压降，这个电压降几乎等于有源整流器引入的要补偿的共模电压。

图 5.33 给出了图 5.32 所示系统在有/无滤波器时的两种配置中得到的仿真结果。

这种解决办法的有效性通过仿真（$U_{DC(-)-PE}$）和实验都得到了确认。然而，直流环中共模扼流圈的放置会在整流器的晶体管上产生不可接受的高过电压（U_{CE}），同时会显著增加直流母线的差模阻抗。

逆变器线路侧上共模路径的分析，我们能够设计出克服了以上提到的缺点且具有相同补偿性能的滤波器[20,21,45,46]。图 5.34 示出了作者设计的和拥有专利的补偿器的结构。直流母线上的双绕组共模扼流圈由逆变器线路侧的三相共模

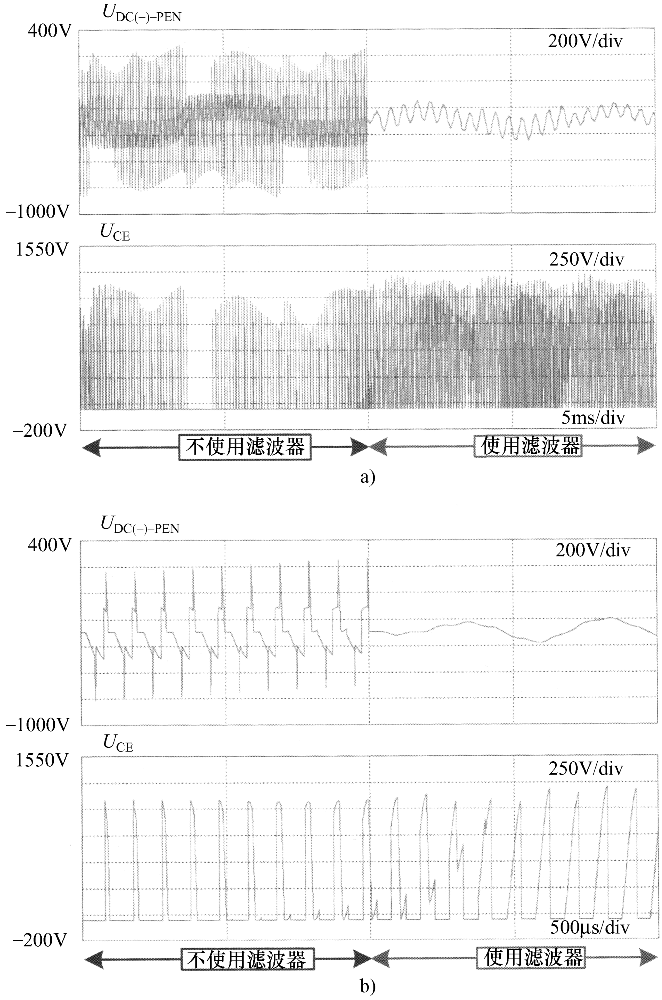


图 5.33 有/无滤波器时直流环对地的电压纹波和集电极-发射极的电压的仿真波形
a）原始波形 b）放大波形

扼流圈代替。在这种情况中，共模路径保持不变，能够实现直流环对地的电压纹波的补偿。

图 5.35 给出了两种补偿器结构的等效电路，也确认了共模扼流圈的替换对共模路径和补偿器的性能无影响。

图 5.36 给出了图 5.34 所示系统在有/无滤波器时的两种配置中得到的仿真结果。滤波器显著地减小了直流环对地的电压纹波（$U_{DC(-)-PE}$），但没有引起晶体管上的过电压（U_{CE}）。

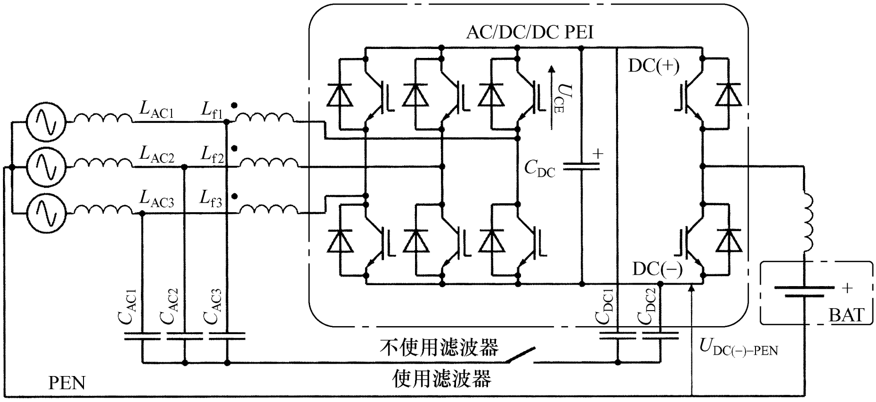


图 5.34　具有三相输入共模扼流圈的补偿器结构
（$C_{AC1,2,3}=20nF$，$C_{DC1,2}=500nF$，$L_{f1,2,3}=100mH$）

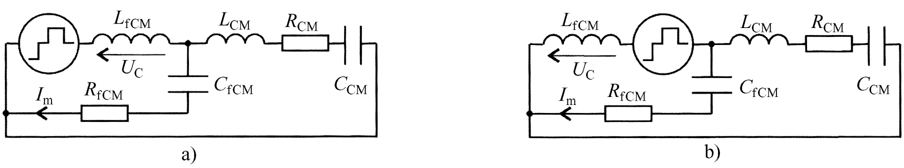


图 5.35　补偿器结构的等效电路
a）直流环中的共模扼流圈　b）三相输入共模扼流圈

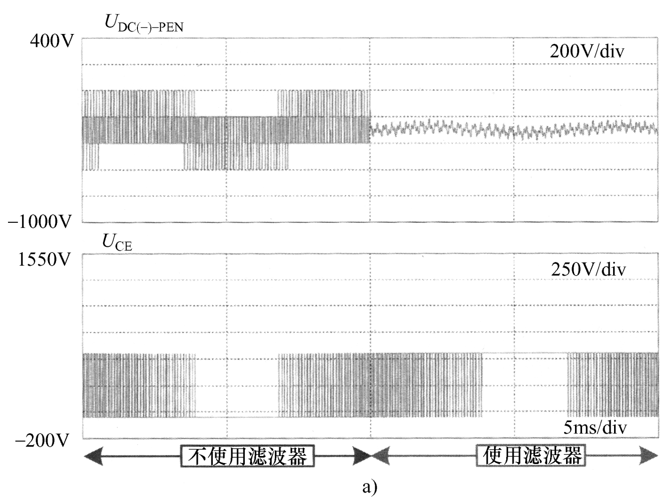


图 5.36　有/无滤波器时直流环对地的电压纹波和
集电极-发射极的电压的仿真波形
a）原始波形　b）放大波形

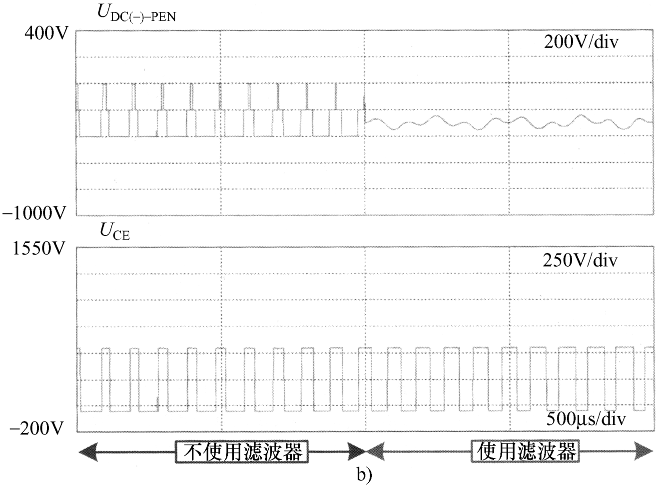


图 5.36 （续）

然而，如图 5.37 所示，直流侧电容之后安装共模扼流圈，在系统中使用最少的共模扼流圈要求（电感小于其他情况 20 倍）就能得到最佳的滤波结果。这种滤波器结构特别适用于 V2G，这种解决办法的专利正在申请中。

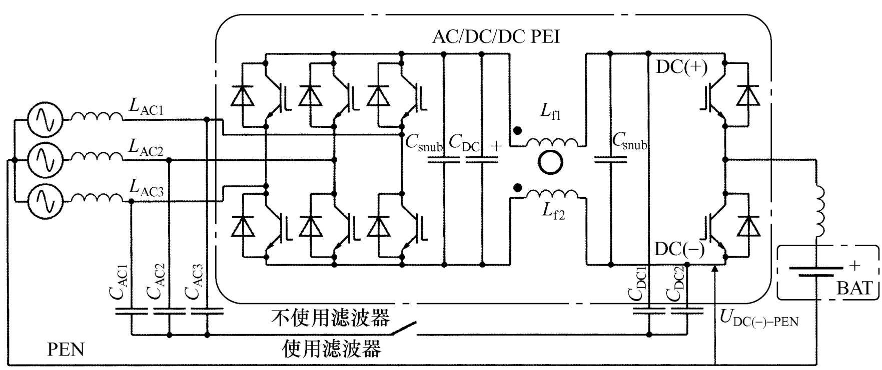
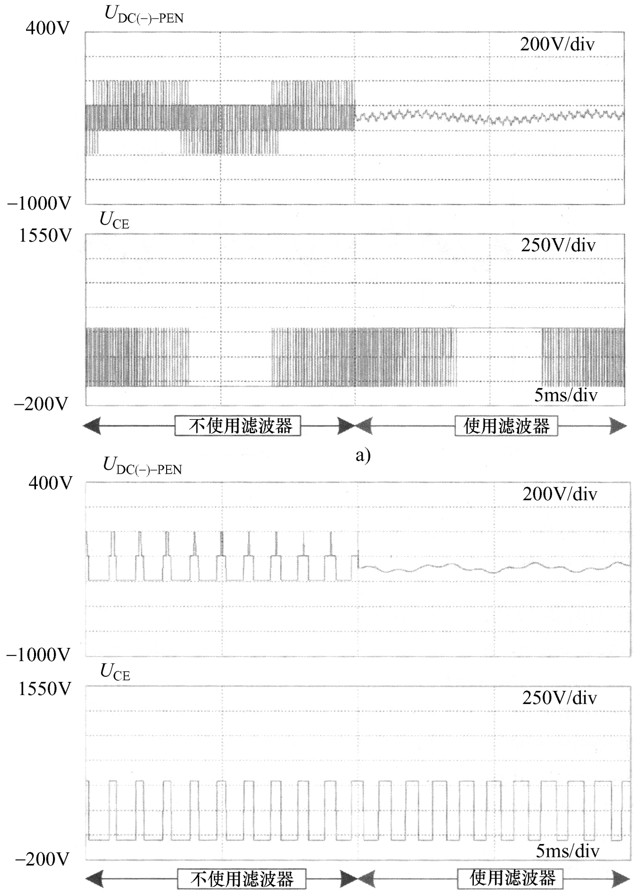


图 5.37 直流侧电容后使用共模扼流圈的补偿器结构

（$C_{AC1,2,3}=20nF$，$C_{DC1,2}=5\mu F$，$L_{f1,2}=5mH$）

图 5.38 示出了直流环中使用小电感的共模扼流圈的系统中得到的仿真结果。这样放置的共模扼流圈能够最佳地减小直流环对地的电压纹波（$U_{DC(-)-PE}$），同时不会在晶体管上产生过电压（U_{CE}）。

图 5.39 给出了有/无补偿器时在由 AC/DC/DC 变换器组成的系统中直流环



b)

图 5.38　有/无滤波器时直流环对地的电压纹波和
集电极-发射极的电压的仿真波形
a）原始波形　b）放大波形

对地电压纹波的实验波形，该系统如图 5.37 所示。提出的滤波器能够显著的减小直流环对地的电压纹波。

干扰源的补偿不但能避免干扰的传播，而且能避免一组逆变器引入的干扰源的叠加。在所研究的情况中，提出的滤波器能够减小叠加的共模干扰，从而能显著地减小使用 LISN 的标准测量系统测量的整个干扰（大约 40dB）。

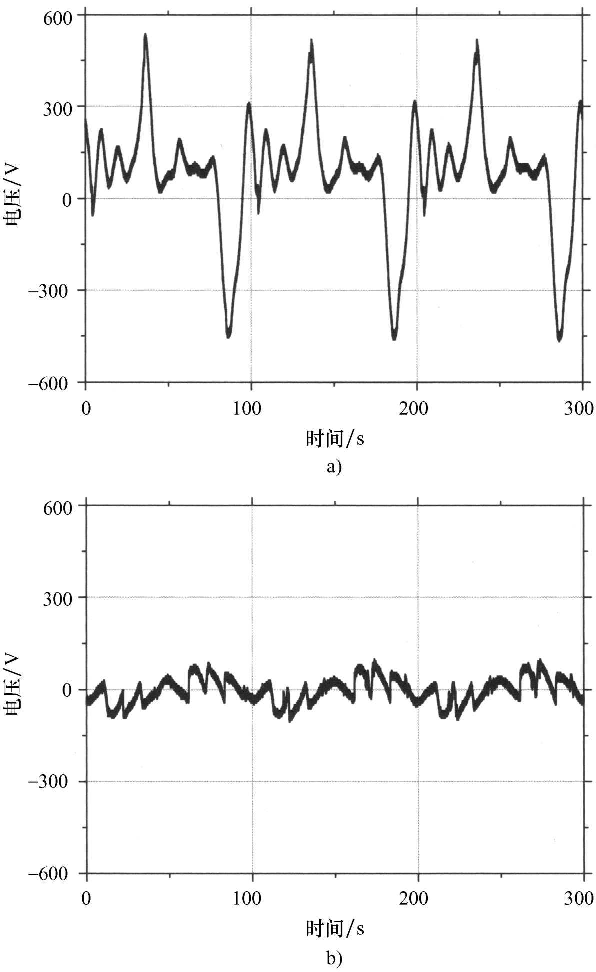


图 5.39　电力电子接口中直流环对地电压纹波的实验波形
a）无补偿器　b）有补偿器

5.4　四象限变频器中的共模电压补偿

当今，四象限变频器普遍使用在新式的异步驱动电动机中，也越来越多地使用在分布式的发电系统中，例如用于异步发电机和永磁变速发电机的电力电子接口[9,11,22,23,31,55]。分布式发电侧共模电流的源是逆变器输出端的共模电压。存在的共模电压也是产生轴承内的轴电压和重复的闪络的原因，这两者产生的电火花加工（EDM）电流可能会使轴承永久失效。

在这样的条件下，减小共模电流的最佳办法是抵消共模电压。最近，两种

衰减共模电压的新技术（有源抵消器和正弦滤波器）已成功应用于具有输入二极管桥式变换器和正弦脉宽调制的逆变器的驱动电动机系统。

图 5.40 示出了使用正弦无源滤波器的四象限变频器，这种滤波器在前面章节中已成功应用于逆变器的输入系统中。

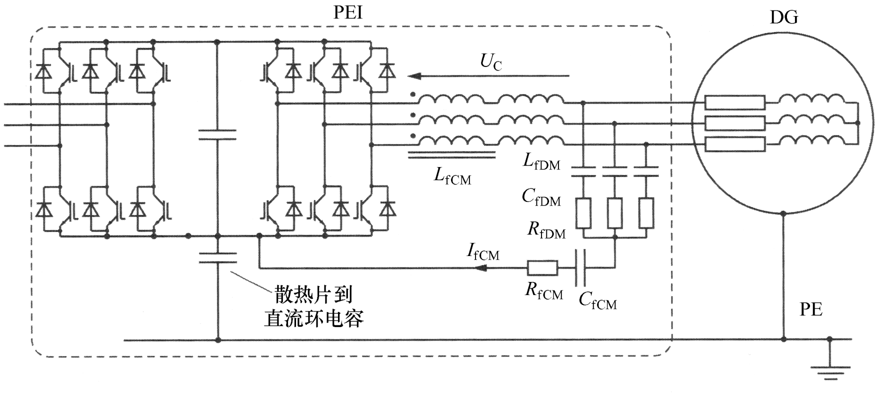


图 5.40　使用了正弦输入滤波器的电力电子接口

图 5.41 示出了直流母线的对地电压。波形的形状由以下两方面确定：整流器执行的控制算法以及由直流环和散热器之间电容上的电压降产生的附加振荡。

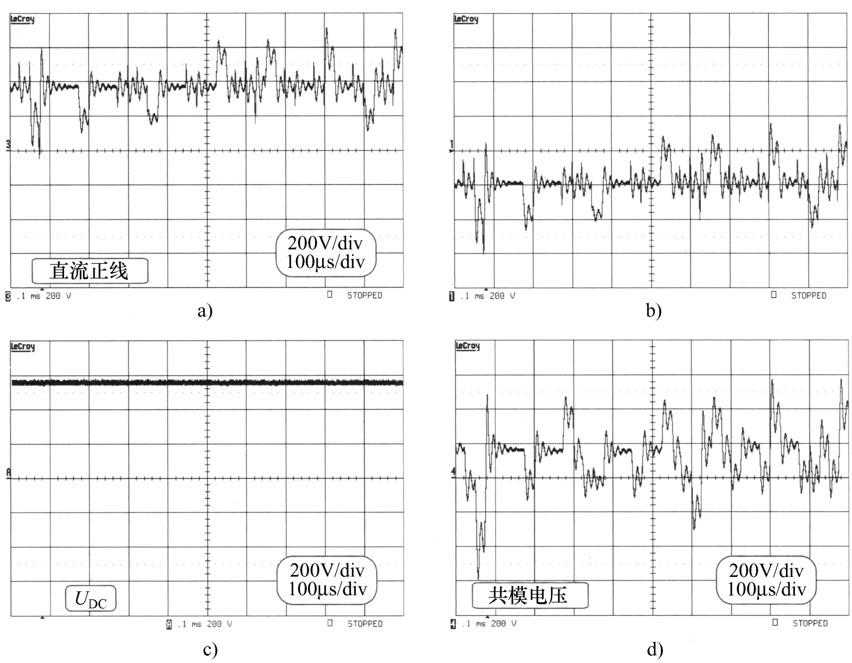
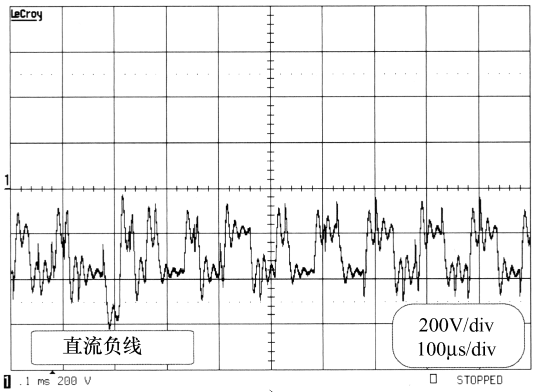


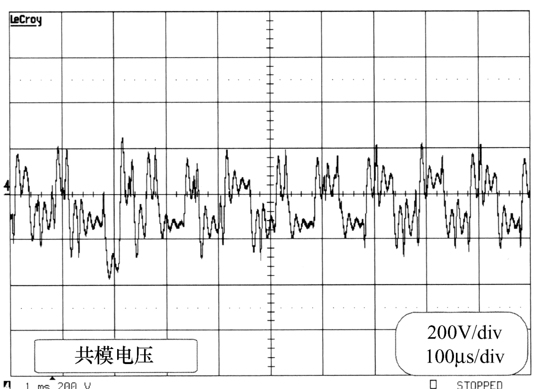
图 5.41　系统不使用滤波器时的直流母线电压、直流环电压和定子绕组中性点的共模电压

然而，正如所预期，直流环电压为常量。我们能够在定子绕组中性点处的共模电压中观察到几乎相同的振荡，它叠加在由逆变器算法得到的波形上。

图 5.42 比较了正弦无源滤波器输出端的共模电压和负直流母线的对地电压。



a)



b)

图 5.42 负直流母线电压和定子绕组中性点的共模电压（系统使用了正弦滤波器）

补偿相对于直流母线中点的共模电压意味着，直流母线电压纹波的实体电压仍为滤波器输出端未补偿的共模电压。此外，散热器和直流环之间电容上的电压降会使共模电流流过由异步发电机保护地导线对地的分布寄生电容和滤波器的电容组成的环路。图 5.43 分别示出了发电机保护地导线中的共模电流、流过滤波器电容的电流和励磁电流（前两个电流之间的差值）。

在使用了四象限变频器的系统中，定子绕组中性点的剩余共模电压和保护地导线中的共模电流会严重地破坏这种解决办法的有用性。

变换器线路侧上共模干扰的抑制

在相关的文献中，我们还没有发现能够补偿直流环对地的电压纹波的滤波器。

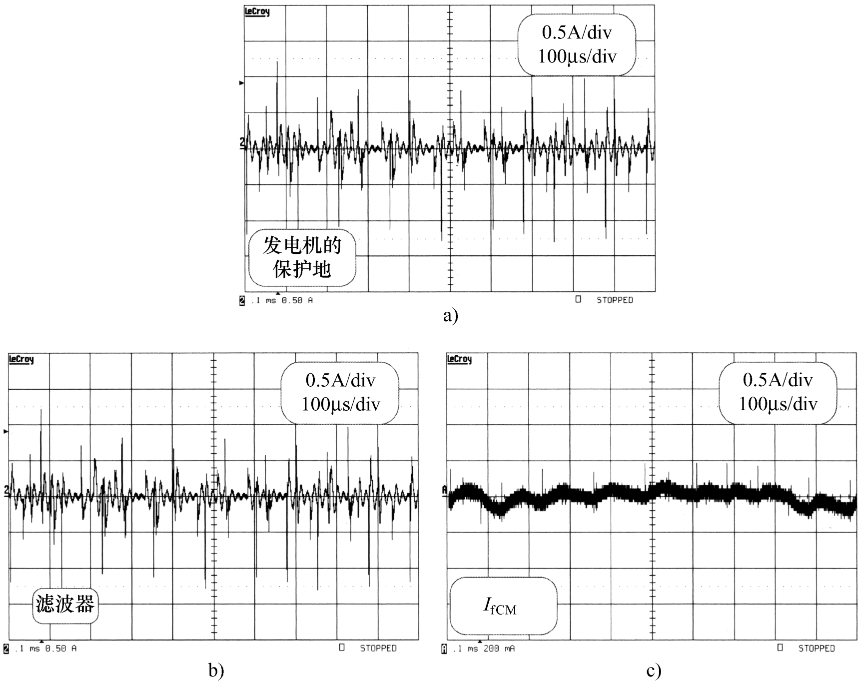


图 5.43　使用了正弦滤波器的 AC/DC/AC 电力电子接口结构中流过的电流

图 5.44 示出了用于补偿有源整流器产生的直流环对地的电压纹波的滤波器结构，这种滤波器的设计类似于 Akagi 提出的用于补偿逆变器产生的共模电压的滤波器。

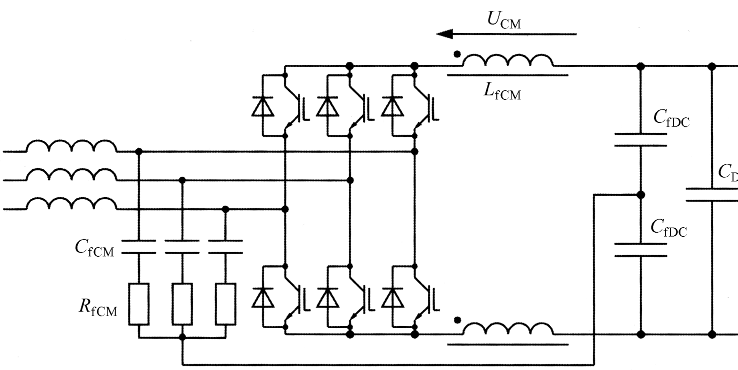


图 5.44　直流环中使用了共模扼流圈补偿直流环对地电压纹波的补偿器

这种解决办法的有效性通过仿真和实验都得到了确认。然而，直流环中放置的共模扼流圈会在整流器的晶体管上产生高过电压，此外，还会显著地增加直流母线的差模阻抗。

通过四象限变频器线路侧上共模路径的分析，我们能够设计出克服以上提到的缺点且具有相同补偿性能的滤波器。图 5.45 示出了提出的补偿器结构。直

流母线上的双绕组共模扼流圈由变频器线路侧的三相共模扼流圈代替。在这种情况中，共模路径保持不变，能够实现直流环对地的电压纹波的补偿[46]。

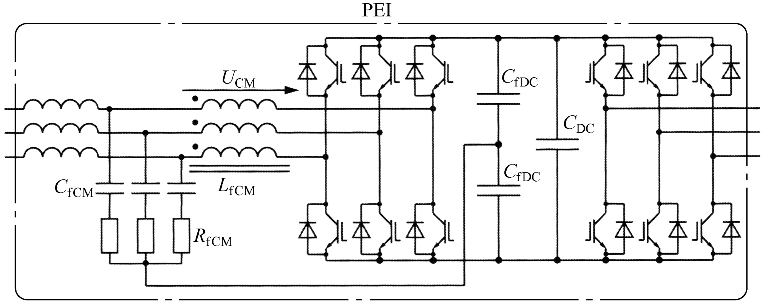


图 5.45 使用了三相输入共模扼流圈补偿直流环对地电压纹波的补偿器

图 5.46 示出了通过实验得到的系统中直流环对地电压纹波的波形，该系统

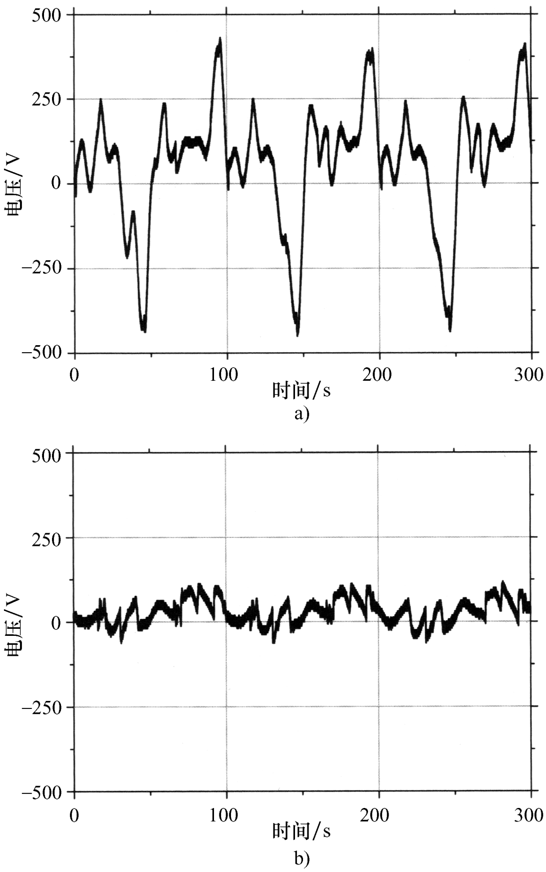


图 5.46 电力电子接口中直流环对地的电压纹波

a）无补偿器 b）使用补偿器

由图 5.45 所示的有/无补偿器的四象限变频器和异步发电机组成。电压纹波的显著减小说明输出滤波器得到了有效使用，其能够补偿逆变器相对于直流母线产生的共模电压。

提出的滤波器能够显著地减小直流环对地的电压纹波，它的应用会使输出滤波器的使用更加有效，可以确保逆变器和正弦线-线电压产生的共模电压为零。安装了所提出的输入和输出滤波器的四象限变频器，能够确保显著地减小变换器线路侧和发电机侧的共模电压。

5.5　用于 DC/DC 变换器的共模补偿器

直流环对地电压纹波的补偿概念的有用性可在使用 DC/DC 升压变换器的系统中得到核实。这种类型的变换器推荐用于直流类型的可再生能源、燃料电池或产生直流电压的分布式能量存储和系统公共直流母线之间的电压匹配[1,8,12,13,16,39,41,50,57]，例如图 1.8 所示的系统。图 5.47 给出了使用基于准 Z 源的隔离的 DC/DC 变换器的系统中的补偿器结构。

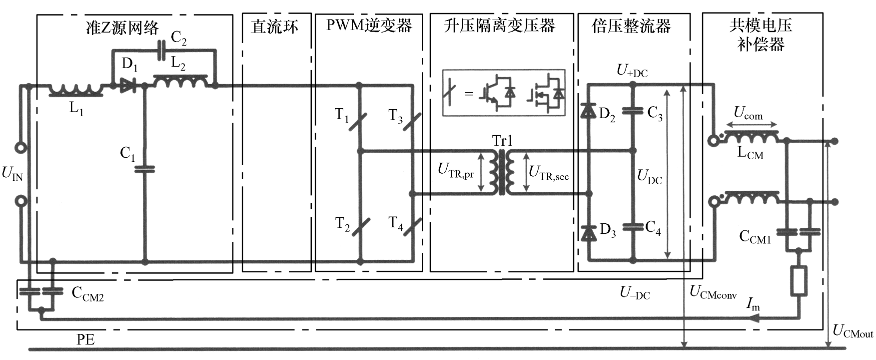


图 5.47　使用基于准 Z 源的隔离的 DC/DC 变换器的系统中的补偿器结构

在这种系统中，脉宽调制的逆变器被认为是干扰源。在差模电路中，使用大电容的目的是确保变换器输出端直流环小的电压纹波。尽管这种办法不会影响变换器的基本功能，但直流电容脉冲式的充电会产生直流环对地的电压纹波。这种电压的存在要比考虑的共模电路重要。否则，在共模电路中，直流环对地电压纹波应被认为是共模电压干扰源。图 5.48 示出了正输出的对地电压和负输出的对地电压（U_{+DC}，U_{-DC}）以及差模输出电压 U_{DCout}。

通过将共模扼流圈（L_{CM}）和干扰源（脉宽调制的逆变器）相串联以及把电容 C_{CM1}、C_{CM2} 和零序电路相并联，能够实现直流环对地电压纹波的补偿。在这种情况中，几乎等于共模干扰源电压的补偿电压位于共模扼流圈大的高频阻抗上，这确保了共模电压的无源串联补偿。图 5.49 示出了变换器的输出电压 U_{conv}，共

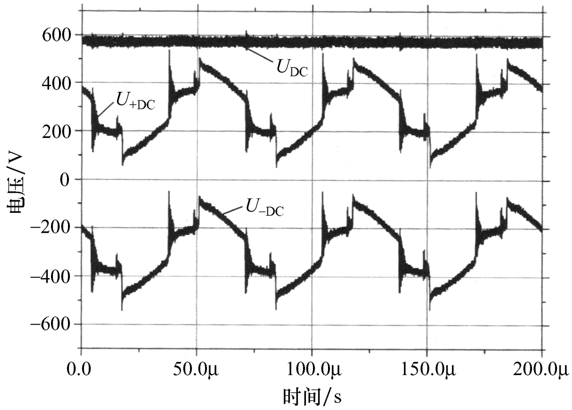


图 5.48 正输出和负输出对地电压（U_{+DC}，U_{-DC}）以及直流环电压 U_{DC}

模扼流圈上的补偿电压降 U_{com} 和滤波器的输出电压 U_{out}。

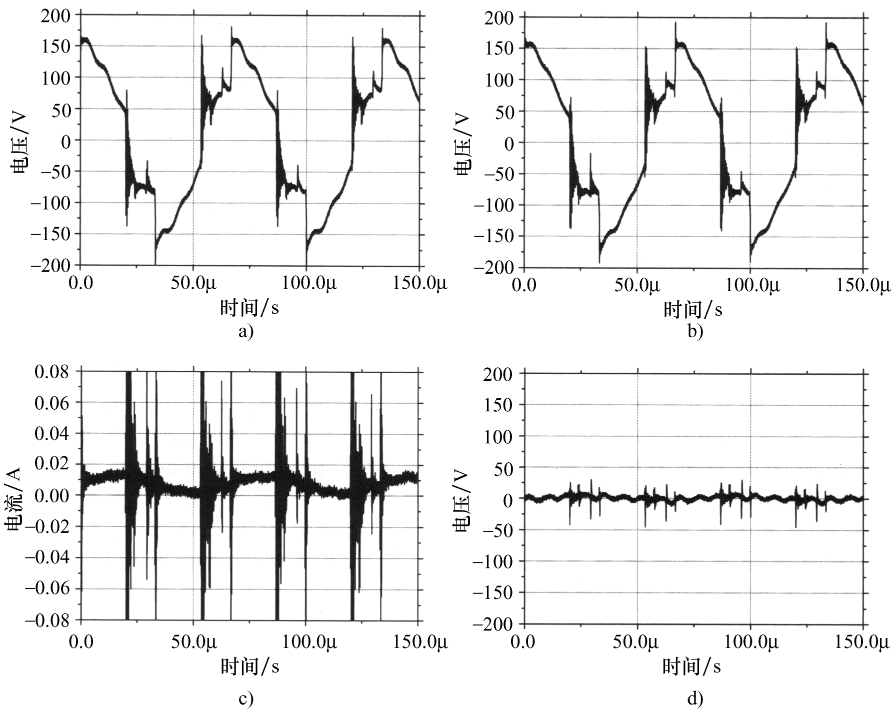


图 5.49

a）变换器输出端的共模电压纹波（U_{CMconv}） b）共模扼流圈上的补偿电压降（U_{com}） c）励磁电流（I_m） d）滤波器输出端的共模电压纹波（U_{CMout}）

实际系统中变换器内共模电压纹波的补偿有助于避免流过对地电容（寄生或 Y 电容）和保护地导线的高电平共模电流。图 5.50 和图 5.51 分别示出了有/

无无源共模电压补偿器时变换器在负载接地导线中产生的共模电流频谱。

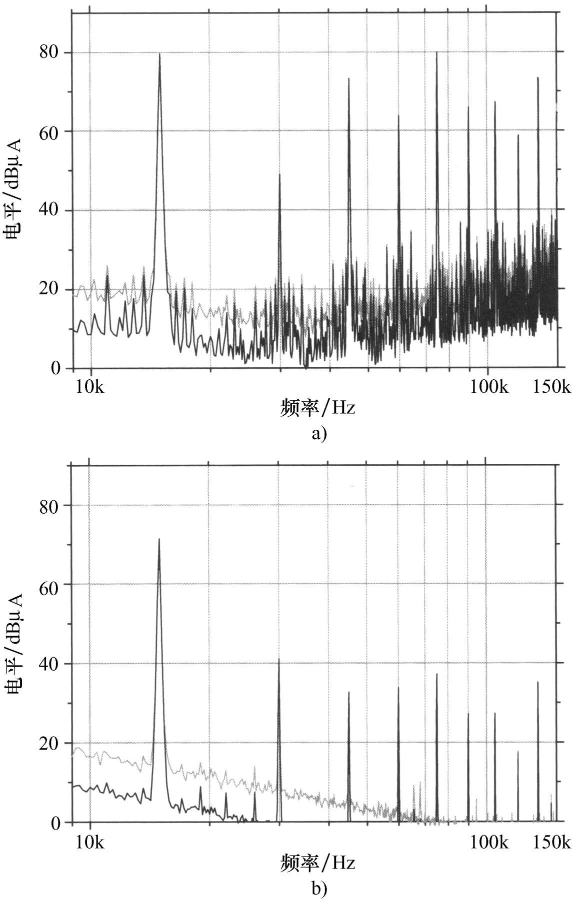


图5.50　DC/DC 变换器在 CISPR A 频段产生的共模电流频谱

a）不使用滤波器　b）使用共模补偿器

通过使用相对便宜和简单的补偿器补偿共模电压源，能使输出电路中的共模电流衰减 40dB。对于逆变器输出的串联和并联情况，电压纹波的补偿尤为重要，这在智能电网中通常都要求使用。变换器不使用补偿器的这种连接，会产生电流的流动（这由实体电压纹波在低阻抗的高频电路中产生）以及不可控制的干扰叠加。

图 5.52 分别示出了不使用滤波器和使用无源共模电压补偿器且无其他附加 EMI 减缓技术时变换器输出端连接的负载保护地导线中的共模电流。图 5.53 分别示出了有/无补偿器时变换器输出端连接的负载保护地导线中测量的最大触发共模电流的放大图形。由图 5.53 可看出，较低频率的振荡得到了显著衰减。通过串联匝间电容较小的共模扼流圈，9MHz 的分量得到了 10dB 的衰减。

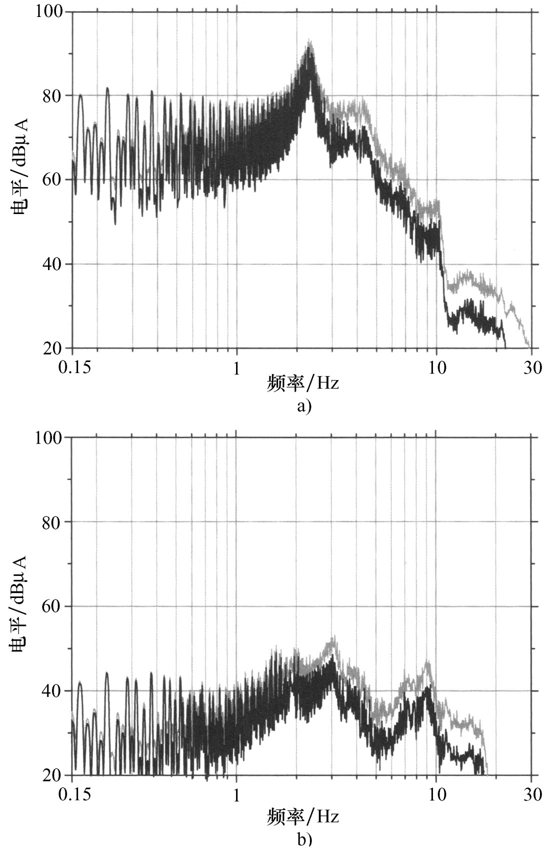


图 5.51　DC/DC 变换器在 CISPR B 频段产生的共模电流频谱

a）不使用滤波器　b）使用共模补偿器

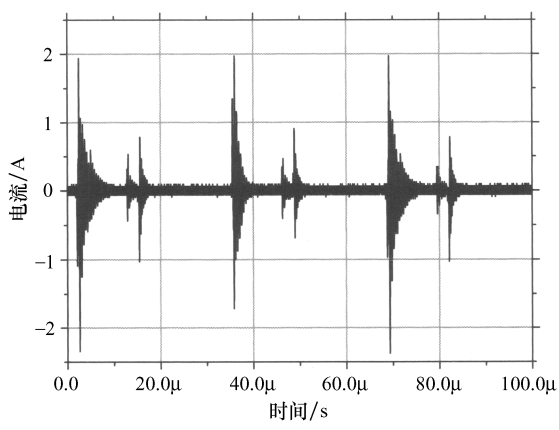
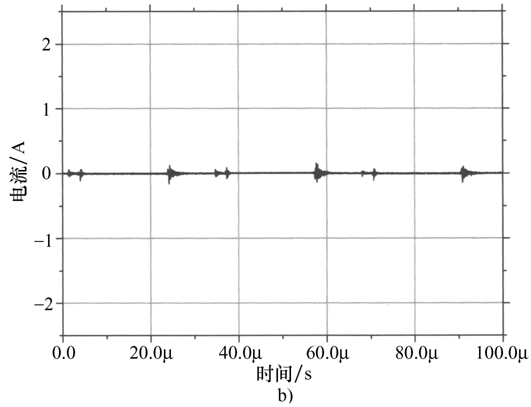


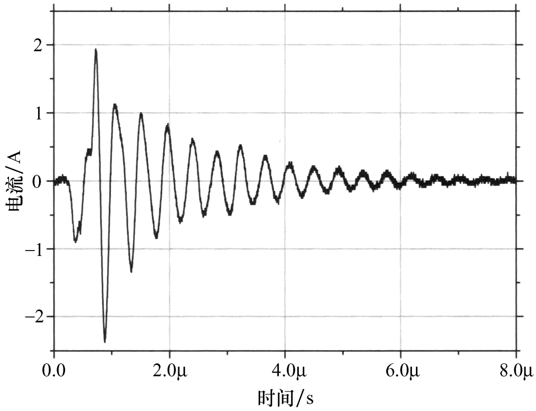
图 5.52　DC/DC 变换器输出端连接的负载保护地导线中的共模电流

a）不使用滤波器　b）使用共模补偿器

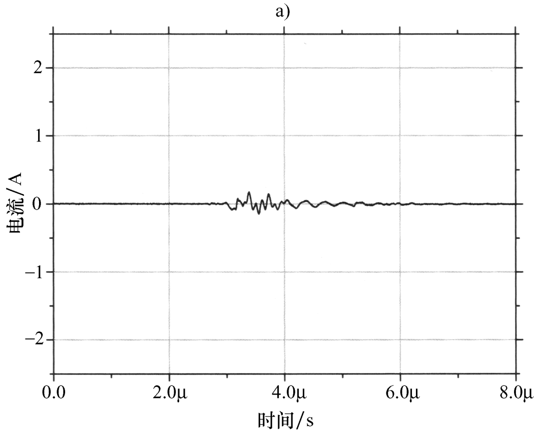


b)

图 5.52　（续）



a)



b)

图 5.53　DC/DC 变换器输出端连接的负载保护地导线中最大共模电流的放大图形

a）不使用滤波器　b）使用共模补偿器

参考文献

1. Aggeler D, Biela J, Inoue S, Akagi H, Kolar J (2007) Bi-directional isolated DC–DC converter for next-generation power distribution—comparison of converters using Si and SiC devices. In: Power conversion conference—Nagoya, PCC '07, pp 510–517, April 2007
2. Akagi H (2011) Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). IEEE Trans Power Electron 26(11):3119–3130
3. Akagi H, Doumoto T (2004) An approach to eliminating high-frequency shaft voltage and ground leakage current from an inverter-driven motor. IEEE Trans Ind Appl 40(4):1162–1169
4. Akagi H, Doumoto T (2005) A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the grounded inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system. IEEE Trans Ind Appl 41(5):1215–1223
5. Akagi H, Hasegawa H, Doumoto T (2002) Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. In: 33rd annual IEEE power electronics specialists conference, PESC 02, vol 3, pp 1543–1550
6. Akagi H, Hasegawa H, Doumoto T (2004) Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. IEEE Trans Power Electron 19(4):1069–1076
7. Akagi H, Tamura S (2006) A passive EMI filter for eliminating both bearing current and ground leakage current from an inverter-driven motor. IEEE Trans Power Electron 21(5):1459–1469
8. Amjadi Z, Williamson SS (2011) Prototype design and controller implementation for a battery-ultracapacitor hybrid electric vehicle energy storage system. IEEE Trans Smart Grid PP(99):1
9. Arai J, Iba K, Funabashi T, Nakanishi Y, Koyanagi K, Yokoyama R (2008) Power electronics and its applications to renewable energy in Japan. IEEE Circuits Syst Mag 8(3):52–66
10. Babaei E, Kangarlu MF (2011) A new scheme for multilevel inverter based dynamic voltage restorer. In: 2011 international conference on electrical machines and systems (ICEMS), pp 1–6, Aug 2011
11. Blaabjerg F, Iov F, Terekes T, Teodorescu R, Ma K (2011) Power electronics—key technology for renewable energy systems. In: 2nd power electronics, drive systems and technologies conference (PEDSTC), pp 445–466, Feb 2011
12. Cacciato M, Consoli A, Crisafulli V (2009) Power converters for photovoltaic generation systems in smart grid applications. In: Power electronics conference, COBEP '09, Brazilian, pp 26–31, Oct 2009
13. Du Y, Zhou X, Bai S, Lukic S, Huang A (2010) Review of non-isolated bi-directional DC–DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. In: Twenty-Fifth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC), pp 1145–1151, Feb 2010
14. El Chehaly M, Saadeh O, Martinez C, Joos G (2009) Advantages and applications of vehicle to grid mode of operation in plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE electrical power energy conference (EPEC), pp 1–6, Oct 2009
15. Erickson R, Rogers A (2009) A microinverter for building-integrated photovoltaics. In: Twenty-fourth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC), pp 911–917, Feb 2009
16. Essakiappan S, Enjeti P, Balog R, Ahmed S (2011) Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems. In: IEEE energy conversion congress and exposition

(ECCE), pp 28–35, Sept 2011

17. Gao F, Loh P, Blaabjerg F, Vilathgamuwa D (2006) Dual Z-source inverter with three-level reduced common mode switching. In: Conference record of the 2006 IEEE industry applications conference 41st IAS annual meeting, vol 2, pp 619–626, Oct 2006
18. Hagiwara M, Nishimura K, Akagi H (2010) A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter. IEEE Trans Power Electron 25(7):1786–1799
    conference and exposition, APEC '06, Mar 2006
19. Han S, Han S, Sezaki K (2010) Development of an optimal vehicle-to-grid aggregator for frequency regulation. IEEE Trans Smart Grid 1(1):65–72
20. Hartmann M, Ertl H, Kolar J (2010) EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems. In: Twenty-fifth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC), pp 986–993, Feb 2010
21. Hartmann M, Ertl H, Kolar J (2011) EMI filter design for a 1 MHz, 10 kW three-phase/level PWM rectifier. IEEE Trans Power Electron 26(4):1192–1204
22. Jasinski M, Kazmierkowski M (2004) Direct power constant switching frequency control of AC/DC/AC converter-fed induction motor. In: IEEE international conference on industrial technology (ICIT), vols 1–3, pp 611–616, Hammamet, Tunisia, 08–10 Dec 2004
23. Jasinski M, Wrona G, Kazmierkowski MP (2010) Converter AC–DC–AC, with induction machine-modeling and implementation on floating point DSP as a cost effective interface for renewable energy applications. In: IEEE international symposium on industrial electronics, ISIE 2010, pp 620–625. IEEE Industrial Electronics Society, IEEE Control System Society, Society Instrument and Control Engineers, Bari, 04–07 July 2010
24. Kempski A, Smolenski R, Kot E (2005) Mitigation techniques of conducted EMI in multilevel inverter drives. In: IEEE compatibility in power electronics, pp 218–222, Jan 2005
25. Kempski A, Smolenski R, Kot E, Fedyczak Z (2004) Active and passive series compensation of common mode voltage in adjustable speed drive system. In: Conference record of the 2004 IEEE industry applications conference 39th IAS annual meeting, vol 4, pp 2665–2671, Oct 2004
26. Kempski A, Smolenski R, Lezynski P (2008) Conditions of CM voltage cancellation in multilevel voltage inverters with conventional and improved carrier-based SVPWM. Electr Rev 11:275–278
27. Kempski A, Smolenski R, Lezynski P (2008) Conditions of CM voltage cancellation in multilevel voltage inverters with conventional and improved carrier-based SVPWM. In: International school on nonsinusoidal currents and compensation, ISNCC 2008, pp 1–4, June 2008
28. Kempski A, Strzelecki R, Smolenski R, Benysek G (2003) Suppression of conducted EMI in four-quadrant AC drive system. In: IEEE 34th annual power electronics specialist conference, PESC '03, vol 3, pp 1121–1126, June 2003
29. Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, Pou J, Franquelo L, Wu B, Rodriguez J, Perez M, Leon J (2010) Recent advances and industrial applications of multilevel converters. IEEE Trans Ind Electron 57(8):2553–2580
30. Kurohane K, Senjyu T, Yona A, Urasaki N, Goya T, Funabashi T (2010) A hybrid smart AC/DC power system. IEEE Trans Smart Grid 1(2):199–204
31. Liu C, Chau K, Zhang X (2010) An efficient wind—photovoltaic hybrid generation system using doubly excited permanent-magnet brushless machine. IEEE Trans Ind Electron 57(3):831–839
32. Loh PC, Holmes D, Fukuta Y, Lipo T (2003) Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters. IEEE Trans Ind Appl 39(5):1386–1395
33. Loh PC, Holmes D, Lipo T (2005) Implementation and control of distributed PWM cascaded multilevel inverters with minimal harmonic distortion and common-mode voltage. IEEE Trans Power Electron 20(1):90–99

34. Maharjan L, Tsukasa Y, Akagi H (2010) Active-power control of individual converter cells for a battery energy storage system based on a multilevel cascade PWM converter. IEEE Trans Power Electron PP(99):1
35. McGrath B, Holmes D (2002) Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. IEEE Trans Ind Electron 49(4):858–867
36. Nussbaumer T, Heldwein M, Kolar J (2006) Common mode EMC input filter design for a three-phase buck-type PWM rectifier system. In: Twenty-first annual IEEE applied power electronics
37. Ogasawara S, Akagi H (2000) Circuit configurations and performance of the active common-noise canceler for reduction of common-mode voltage generated by voltage-source PWM inverters. In: Conference record of the 2000 IEEE industry applications conference, vol 3, pp 1482–1488
38. Ogasawara S, Ayano H, Akagi H (1998) An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter. IEEE Trans Power Electron 13(5):835–841
39. Onar OC, Khaligh A (2011) A novel integrated magnetic structure based DC/DC converter for hybrid battery/ultracapacitor energy storage systems. IEEE Trans Smart Grid PP(99):1
40. Putrus G, Suwanapingkarl P, Johnston D, Bentley E, Narayana M (2009) Impact of electric vehicles on power distribution networks. In: IEEE vehicle power and propulsion conference, VPPC '09, pp 827–831, Sept 2009
41. Qian W, Cha H, Peng F, Tolbert L (2011) A 55-kW variable 3X DC–DC converter for plug-in hybrid electric vehicles. IEEE Trans Power Electron PP(99):1
42. Roncero-Sanchez P, Acha E (2009) Dynamic voltage restorer based on flying capacitor multi-level converters operated by repetitive control. IEEE Trans Power Deliv 24(2):951–960
43. Saber A, Venayagamoorthy G (2011) Plug-in vehicles and renewable energy sources for cost and emission reductions. IEEE Trans Ind Electron 58(4):1229–1238
44. Seliga R, Koczara W (2002) Instantaneous current and voltage control strategy in low-pass filter based sine-wave voltage DC/AC converter topology for adjustable speed PWM drive system. In: Proceedings of the 2002 IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE 2002), vols 1–4, pp 813–817. IEEE industrial electronics society, Society of instrument and control engineers, Univ aquila, L'Aquila, 08–11 July 2002
45. Smolenski R, Jarnut M, Benysek G, Kempski A (2011) CM voltage compensation in AC/DC/AC interfaces for smart grids. Bull Pol Acad Sci Tech Sci 59(4):1–11
46. Smolenski R, Jarnut M, Kempski A, Benysek G (2011) Compensation of CM voltage in interfaces for LV distributed generation. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 351–356, Aug 2011
47. Smolenski R, Kempski A, Bojarski J, Lezynski P (2011) Determination of flux density produced by multilevel inverters in CM voltage filter. Int J Comput Math Electr Electron Eng 30(3): 1019–1034
48. Smolenski R, Kempski A, Bojarski J, Lezynski P (2011) Zero CM voltage multilevel inverters for smart grid applications. In: IEEE international symposium on electromagnetic compatibility (EMC), pp 448–453, Aug 2011
49. Strzelecki R, Jarnut M, Kot E, Kempski A, Benysek G (2003) Multilevel voltage source power quality conditioner. In: Proceedings of IEEE 34th annual power electronics specialists conference records, PESC'03, vols 1–4, pp. 1043–1048. IEEE Power electronics society, Acapulco, Mexico, 15–19 June 2003
50. Tan N, Abe T, Akagi H (2011) Design and performance of a bidirectional Isolated DC–DC converter for a battery energy storage system. IEEE Trans Power Electron PP(99):1
51. Tolbert L, Peng F (2000) Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems. In: IEEE power engineering society summer meeting, vol 2, pp 1271–1274
52. Vinnikov D, Roasto I (2011) Quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters for distributed power generation. IEEE Trans Ind Electron 58(1):192–201

53. Vinnikov D, Roasto I, Strzelecki R, Adamowicz M (2011) Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network. IEEE Trans Ind Electron PP(99):1
54. Xiang Y (1998) A novel active common-mode-voltage compensator (ACCom) for bearing current reduction of PWM VSI-fed induction motors. In: Proceedings of thirteenth annual applied power electronics conference and exposition, APEC '98, vol 2, pp 1003–1009, Feb 1998
55. Xie L, Carvalho P, Ferreira L, Liu J, Krogh B, Popli N, Ilic M (2011) Wind integration in power systems: operational challenges and possible solutions. Proc IEEE 99(1):214–232
56. Zhang H, Von Jouanne A, Dai S, Wallace A, Wang F (2000) Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages. IEEE Trans Ind Appl 36(6):1645–1653
57. Zhang X, Wang Z, Cheng M, Ding S, Wang W (2011) The random PWM based bi-directional buck-boost cascade converter for electric vehicles. In: International conference on electrical machines and systems (ICEMS), pp 1–5, Aug 2011

第 6 章　智能电网中的 EMI 测量程序

大量电力电子接口同时使用，会产生高电平的 EMI，敏感的控制和测量设备使用不同的通信标准，智能电网的这些特殊性使得为了确保其可靠性，系统集成商应在系统的设计阶段进行深入的 EMC 分析以及在系统的安装地点进行附加的测量。由于没有明确规定的与智能电网相关的标准，因此，电磁兼容的评估应考虑在以下情形中使用的解决办法的特殊性：

1）应用的通信标准；

2）功率电路和控制电路之间的串扰；

3）干扰在多个电路中的流动；

4）不同装置产生的干扰电流的叠加。

下述建议，系统集成商可用于 EMC 评估以及在现场测量的基础上形成附加的 EMC 符合性技术。

6.1　频域测量

正如在第 3 章中所讲述的，在频域进行的典型 EMI 测量能够确定所产生的干扰对使用超外差接收机的无线电通信的影响。然而，在传导 EMI 频率范围内，对于控制系统的可靠性来说，时域信号的瞬时电平通常要比在标准试验布置中测量的干扰电平重要。此外，第 3 章中进行的分析表明，协调标准中推荐的测量方法对于评估一组变换器产生的 EMI 叠加并没有用，甚至在有些情况下会得到不正确的结论。典型的频域测量适合用于准确地确定振荡的频率和电平以及分析进入电源的干扰。然而，在系统的重要位置点上应进行类似准峰值的测量，即使用重复的长时间测量的统计分析补充这种研究。例如图 3.7 所示，简单地统计分析能够确定产生最高 EMI 电平的装置的位置，同时也能标记出对系统的可靠性存在风险的出现干扰叠加的点。系统中电力电子接口的作用，要求设计出专门的测量装置，这种装置既能够评估变换器输入端和输出端的 EMI，又要考虑变换器这种特殊应用时的实际工作条件。

6.2　时域测量

在典型的工业通信标准中，电压或电流的瞬时电平通常是重要的参数，而

不是标准试验布置中测量的传导 EMI，这些标准也在智能电网中使用[1-6,8,11-20]。此外，测量实践表明，即使对功率电路和外围控制/监测电路的信号转换或控制装置应用抗扰度通信标准或光纤电缆，仍然会出现 EMI 叠加在控制信号上的问题。在本书中，时域的共模和差模干扰测量构成了频域 EMI 测量的必要补充。保护地导线节点中 EMI 电流的同时测量能够确定寄生电路，在这些寄生电路中，流过单一频率的 EMI 电流[9,10]，而在系统重要位置点的电压测量有助于评估系统可靠性问题出现的风险[5,7,21]。功率电路和控制电路中干扰电流和电压的同时测量能够评估寄生耦合对串扰电平的影响，如图 4. 23 和图 4. 24 所示。根据要研究的问题，应选择表征测量电流或电压的合适参数。图 3. 40 给出的例子表明了与出现的 EMI 电流相关的开关频率对传输错误出现概率的影响。对于没有使用干扰电压补偿器的电力电子接口的现场滤波器设计，干扰电压的有效值或时间积分则很重要。

参 考 文 献

1. Adebisi B, Treytl A, Haidine A, Portnoy A, Shan R, Lund D, Pille H, Honary B (2011) IP-centric high rate narrowband PLC for smart grid applications. IEEE Commun Mag 49(12):46–54
2. Benzi F, Anglani N, Bassi E, Frosini L (2011) Electricity smart meters interfacing the households. IEEE Trans Ind Electron 58(10):4487–4494
3. Bose A (2010) Smart transmission grid applications and their supporting infrastructure. IEEE Trans Smart Grid 1(1):11–19
4. Ericsson G (2010) Cyber security and power system communication—essential parts of a smart grid infrastructure. IEEE Trans Power Deliv 25(3):1501–1507
5. Gungor V, Lu B, Hancke G (2010) Opportunities and challenges of wireless sensor networks in smart grid. IEEE Trans Ind Electron 57(10):3557–3564
6. Gungor V, Sahin D, Kocak T, Ergut S, Buccella C, Cecati C, Hancke G (2011) Smart grid technologies: communication technologies and standards. IEEE Trans Ind Info 7(4):529–539
7. Kaplan S, Net T (2009) Smart grid: modernizing electric power transmission and distribution; energy independence, storage and security; energy independence and security act of 2007 (EISA); improving electrical grid efficiency, communication, reliability, and resiliency; integrating new and renewable energy sources. Government Series. TheCapitol.Net, 2009
8. Kastner W, Neugschwandtner G, Soucek S, Newmann H (2005) Communication systems for building automation and control. Proc IEEE 93(6):1178–1203
9. Kempski A, Smolenski R, Strzelecki R (2002) Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. In: Proceedings of IEEE 33rd annual power electronics specialists conference records, PESC'02, vols 1–4, pp 1551–1556, Cairns, Australia, 23–27 June 2002
10. Kempski A, Strzelecki R, Smolenski R, Benysek G (2003) Suppression of conducted EMI in four-quadrant AC drive system. In: Proceedings of IEEE 34th annual power electronics specialist conference, PESC '03, vol 3, pp 1121–1126, June 2003
11. Kim S, Kwon EY, Kim M, Cheon JH, Ju S-h, Lim Y-h, Choi M-s (2011) A secure smart-metering protocol over power-line communication. IEEE Trans Power Deliv 26(4):2370–2379. doi:10.1109/TPWRD.2011.2158671

12. Lee P, Lai L (2009) A practical approach of smart metering in remote monitoring of renewable energy applications. In: IEEE power energy society general meeting, PES '09, pp 1–4, July 2009
13. Mohagheghi S, Stoupis J, Wang Z (2009) Communication protocols and networks for power systems-current status and future trends. In: IEEE/PES power systems conference and exposition, PSCE '09, pp 1–9, Mar 2009
14. Institute of Electrical and Electronics Engineers (2010) IEEE draft standard for broadband over power line networks: medium access control and physical layer specifications. IEEE P1901/D4.01, pp 1–1589, July 2010
15. Institute of Electrical and Electronics Engineers (2011) IEEE standard for power line communication equipment—electromagnetic compatibility (EMC) requirements—testing and measurement methods, vols 1775–2010, pp 1–66
16. Sood V, Fischer D, Eklund J, Brown T (2009) Developing a communication infrastructure for the smart grid. In: IEEE electrical power energy conference (EPEC), pp 1–7, Oct 2009
17. Srinivasa Prasanna G, Lakshmi A, Sumanth S, Simha V, Bapat J, Koomullil G (2009) Data communication over the smart grid. In: IEEE international symposium on power line communications and its applications, ISPLC 2009, pp 273–279, April 2009
18. Sui H, Lee W-J (2011) An AMI based measurement and control system in smart distribution grid. In: IEEE industrial and commercial power systems technical conference (ICPS), pp 1–5, May 2011
19. Timbus A, Larsson M, Yuen C (2009) Active management of distributed energy resources using standardized communications and modern information technologies. IEEE Trans Ind Electron 56(10):4029–4037
20. Wang X, Yi P (2011) Security framework for wireless communications in smart distribution grid. IEEE Trans Smart Grid 2(4):809–818
21. Wang Y, Li W, Lu J (2010) Reliability analysis of wide-area measurement system. IEEE Trans Power Deliv 25(3):1483–1491

第 7 章　结　　论

7.1　结果的总结

本书讲述了智能电网系统在传导范围内的电磁兼容。它分析了这些系统中典型干扰的产生机理和传播机理。在此基础上，重点分析了传导 EMI 测量的标准化方法，其可用于智能电网的电磁兼容评估。同时分析了典型的 EMI 减缓技术对电磁兼容不同方面的影响。这些分析基于著者的实验研究结果，这些实验研究结果也是理论探讨和仿真研究的出发点。实验研究和理论分析得到的结果表明，由于电力电子接口输入端和输出端的高频阻抗不能确定，以及位于相对小区域内的许多变换器产生的干扰叠加，其数学描述非常复杂，因此传导 EMI 的分析特别困难。考虑到这种情况，最合适的解决方法是补偿变换器内部干扰源的电压，同时确保控制变换器内部的干扰传播路径，这样就可以避开变换器输入端和输出端干扰路径的高频阻抗。这样的解决方法符合插件概念，尤其是对专用于生产消费者的解决办法，这可成为标准方法。本书中，我们提出了无源补偿器的概念，用于解决智能电网中使用的典型电力电子接口产生的干扰电压。本书中包括以下理论分析的内容：

1）使用 Pearson 随机游走，建立了能够确定 N 个相同 DC/DC 变换器产生的叠加干扰电流的 k 次谐波概率减小的数学方法。

2）确定了分别描述 PD 调制、POD 调制和 APOD 调制的 N 电平电压源逆变器输出端共模电压的通用方程，这些方程作为正确选择无源共模电压补偿器电感元件的基础。

3）提出了正弦调制时估算根的专用有效数值方法。

4）建立了确定调制和随机调制的电力电子接口产生的干扰导致的传输错误的统计模型。

实验研究的内容包括：

1）使用了磁场测量方法，目的是研究传导 EMI 在低压和中压电网中的传播。测量结果表明，尽管电流通路有替换路径，但传导 EMI 也可能会传播至更多的电路。变压器低压侧产生的干扰可能会通过寄生容性耦合传输到中压侧，但这种传输的量级不是根据变压器的电压比，这种现象可在距干扰源很远的架空电力线下观察到。

2）给出了一组相同电力电子变换器产生的叠加干扰的实验结果。所得结果表明，由于单个变换器几乎相同的开关频率之间的差拍，所产生的干扰会受到非常低频的包络的调制。在这种情况下，使用传统的标准传导 EMI 测量方法可能会得到错误的结果。

3）比较了一组由确定调制和随机调制控制的变换器产生的干扰。实验研究的结果表明，随机调制和有些文献中规定的确定调制相比，其优点仅在于 EMI 接收机选择性产生的测量效应。传输错误的统计分析以及理论模型的分析确认了，在典型的通信标准情况下，随机调制变换器的可靠性并不优于确定调制的变换器。

4）在确保电磁兼容的条件下，研究了滤波器元件和智能电网元件中出现的寄生耦合。

5）作为需进行深入分析的例证，研究了使用的感性元件对智能电网系统电磁兼容不同方面的影响。

6）通过实验验证了智能电网中其他电力电子接口使用的电压源逆变器输出端的干扰源无源补偿概念的可能扩展。

7）得到的结果表明，所研究系统中使用的共模滤波器能够确保传导 EMI 频段的电磁兼容。这种减小干扰的解决办法的附加优点是，共模滤波并不会减小实际上为工作电流的差模电流。

评估专门用于减小智能电网中 EMI 的技术有效性的结论：

1）使用改变 EMI 频谱的传统无源方法，例如线路电抗器、共模扼流圈和共模变压器，通常并不完全有效。实验结果表明，干扰路径上附加的电感元件能够减小阻尼因子和路径上的自由振荡频率。较低频率干扰电平的增加会将干扰传播到更多的电路，并会导致系统中不同位置不可控制的干扰叠加。

2）干扰路径阻尼因子的减小，增加了发电机绕组中性点的振荡幅值，因此也增加了电火花加工轴承电流的幅值和频率，这会导致发电机轴承的永久损坏。

3）通过使用共模变压器，可实现干扰路径上阻尼因子的增加。在这样的结构中，流过的小幅值的非周期共模干扰电流，不会引起发电机绕组中性点共模电压波形的附加振荡，从而也减小了电火花加工电流的出现概率。然而，由于共模电压产生了 EDM 电流，因此通过对共模电压的补偿可实现 EDM 电流的完全清除。

4）当电力电子接口集成了干扰源的无源补偿时，即使变换器两端的干扰路径为高频阻抗，也能显著减小干扰的电平。变换器内部干扰路径的闭合，既能避免系统中干扰电流不受控的流动，也能避免干扰的叠加。此外，共模和差模电压干扰源的补偿，能够消除典型长度电源电缆中的 EDM 电流和过电压。

5）为使用二极管整流器的变频器建立的干扰电压无源补偿器的概念，采用

给智能电网中普遍使用的电力电子接口，例如，四象限变频器（AC/DC/DC）、双向有源整流器（AC/DC）和 DC/DC 升压变换器。

6）已证明，多电平逆变器的拓扑能够显著减少无源补偿器电感元件的成本和尺寸。此外，还给出了选择的正弦调制对进一步减少共模扼流圈的尺寸和成本的影响，尤其是应用于智能电网的情况。众所周知，奇数电平的逆变器使用控制算法能够实现共模电压为零，这是一种有效减小 EMI 的技术。然而，在这种情况下，只能使用选取的矢量，这会产生正弦调制的面积减小，增加开关损耗和高次谐波分量。

7）遗憾的是，由于共模扼流圈的饱和，在使用滞环调节和随机调节的系统中，使用电压干扰源的补偿会存在危险。

7.2　将来的研究工作

1）电力电子变换器集成了电压干扰源的无源补偿器时，能够显著减少电磁干扰和选择最佳的补偿元件参数，同时也能够考虑变换器的单个参数和使用的控制算法。不幸的是，在某些控制技术的情况下，例如随机调节和滞环调节，干扰电压的时间积分取决于外部因素，因此很难进行描述。在这种情况下，出于安全考虑，应使用足够大的扼流圈。计划研究利用预测技术的调制算法，在这种算法中影响控制矢量选择的控制条件之一是减小干扰电压的时间积分，因此，这能够减小补偿器扼流圈的成本和尺寸。预测算法应能改变干扰电压，同时能实现变换器假设的主功能和最佳的开关损耗。

2）给出的补偿器的结构特点是高效，其频率范围对应于电力电子变换器产生的最大传导发射频段。然而，由于补偿器元件之间以及元件内部显著的寄生耦合，因此，在较高频段时，可以观察到滤波器的有效性将降低。将来的研究将通过实现多级结构的补偿以及减小滤波器元件之间的寄生耦合[1-3]和使用高品质的元件，增加滤波器在较高频段的有效性。

3）计划继续研究干扰在分隔的低压—高压—低压电网中的传播。通过耦合-去耦网络窄带干扰分量将被引入到电网的低压侧，使用场技术和电路技术，在电网中的许多位置将测量这些窄带干扰分量。这样的研究将能够确定低压—高压—低压电网中干扰路径的衰减频率特性。

4）使用的解决办法的有效性将在当前的实际项目中通过实验进行验证。在第一个项目的范围内，我们建立了智能楼宇，其可被认为是低压智能电网的模型。楼宇配备有替代的可再生能源，例如，风力发电机、光伏以及氢气电解槽和燃料电池。系统将集成楼宇管理系统（BMS）。实际项目能够研究在实际使用条件下电力电子接口和 BMS 之间的相互作用，也能够分析与智能电网技术集成

了家域网系统（HAN）的概念有关的 EMC 方面。和其他技术相比，这些技术假定，生产消费者可再生能源的最佳使用，利用 V2G 的特点以及提供积极需求响应业务。

5）著者已被批准在智能电网中进行全面的测量，这是目前配电公司的一个商业项目。这将能显著扩大研究的范围，并能缩短与获得批准进行每次测量有关的时间。

6）本项目范围内得到的测量结果将会成为以下推荐的基础：通信抗扰度标准的选择，考虑电力电子接口和智能电网中推荐的通信标准之间相互影响的特殊性时确保 EMC 的方法。

7）将推荐智能电网系统中电磁发射的标准化测量。这种测量的新颖性涉及补充系统中在选定位置的典型长时统计分析测量和时域测量，这将得到由测量的干扰在所选通信标准中产生的传输错误出现的概率。

参考文献

1. Wang S, Lee F, Chen D, Odendaal W (2004) Effects of parasitic parameters on EMI filter performance. IEEE Trans Power Electron 19(3):869–877
2. Wang S, Lee F, Odendaal W (2005) Characterization and parasitic extraction of EMI filters using scattering parameters. IEEE Trans Power Electron 20(2):502–510
3. Wang S, Lee F, Odendaal W, van Wyk J (2005) Improvement of EMI filter performance with parasitic coupling cancellation. IEEE Trans Power Electron 20(5):1221–1228

附录　基本参数

附表 1　准峰值测量接收机的特性参数（根据 CISPR16-1-1）

特性参数	频段 A（9～150kHz）	频段 B（0.15～30MHz）
6dB 带宽/kHz	0.20	9
检波器充电时间常数/ms	45	1
检波器放电时间常数/ms	500	160
临界阻尼指示器机械时间常数/ms	24	30

附表 2　IM1 型 SZJe 22 的参数

特性参数	数　值
额定功率	1.5kW
绝缘等级	E
定子	220/380V 5.8/3.4A
$\cos\varphi$	0.85
速度	2870r/min
重量	22kg

附表 3　IM2 型 Sg 132MGA 的参数

特性参数	数　值
额定功率	4kW
绝缘等级	B
定子	220V 16.5A
$\cos\varphi$	0.76
速度	965r/min
重量	65kg

附表 4　IM3 型 SZJe 645 的参数

特性参数	数　值
额定功率	10kW
绝缘等级	E
定子	220/380V 20.1/34.8A
$\cos\varphi$	0.86
速度	1450r/min
重量	104kg

附表 5　变频器 FC1 的参数

特性参数	数　　值
电动机额定功率	7.5kW
输出功率	11.4kV · A
逆变器频率	0.1 ~480Hz
载波频率/kHz	4，8，12，16
额定线路电流	32A
L_{fCM}	2 ×800mH
C_{Y1}	44nF
C_{Y2}	66nF
C_{X2}	50nF
C_{DC}	68nF
重量	5.5kg

附表 6　四象限变频器 FC2 的参数

特性参数	数　　值
电动机额定功率	18.5kW
输出功率	25kVA
逆变器频率	0 ~300Hz
控制	标量控制模式，直接转矩控制
抽样和保持时钟频率	40kHz
逆变器额定电流	34A
C_{Y1}	15nF
重量	25kg

附表 7　串联的有源共模电压补偿器的元器件

特性参数	数　　值
T_1	IXFH26N60
T_2	IXTH10P60
R_G	80Ω
C_1，C_2	1μF
L_{TCM}	28mH
C_D	100pF

附表 8　串联的无源共模电压补偿器的元器件

特性参数	数　　值
L_{fCM}	25mH
L_{fDM}	0.3mH
C_{fDM}	8μF
C_{fCM}	100nF
R_{fDM}	1Ω
R_{fCM}	22Ω

术　　语

A

Active demand response 积极需求响应

Active rectifier 有源整流器

Aggregated interference 叠加的干扰

Alternative phase opposite disposition 相邻反相层叠

Aperiodic current 非周期电流

Average detector 平均值检波器

B

Bearing current 轴承电流

Bearing voltage 轴承电压

Bidirectional power electronic converters 双向电力电子变换器

Boost converter 升压变换器

Box-and-whisker plot 箱线图

Brent's method 布伦特法

Building management system 楼宇管理系统

C

Carrier function 载波函数

Carrier harmonic 载波谐波

CISPR A 国际无线电干扰特别委员会 A 分会

CISPR B 国际无线电干扰特别委员会 B 分会

CM Choke 共模扼流圈

CM transformer 共模变压器

Cogeneration block 热电联产块

Common Mode 共模

Conducted EMI 传导电磁干扰

D

Damping factor 阻尼因子

DC/DC converter 直流/直流变换器

Dekker's method Dekker 法

Detector 检波器

Deterministic modulation 确定调制
Differential mode 差模
Distributed energy storage 分布式能量存储
Distributed flexible alternating current transmission systems 分布式柔性交流输电系统
Distributed HVDC 分布式高压直流
Distributed pumped storage hydroelectricity 分布式抽水蓄能电站
Distribution management system 配电管理系统
Doubly fed induction machine 双馈感应电动机
E
Electric discharge machining 电火花加工
EMI filter 电磁干扰滤波器
EMI receiver 电磁干扰接收机
EMI 电磁干扰
Emitter follower 射极跟随器
Energy management system 能量管理系统
Energy storge 能量存储
F
Flux density 磁通密度
Flywheel 飞轮
Four-level inverter 四电平逆变器
Four-quadrant frequency converter 四象限变频器
I
IF BW filter 中频带宽滤波器
Induction machine 感应电动机
Insulated Gate Bipolar Transistor（IGBT）绝缘栅双极晶体管
Interference envelope 干扰包络
Interference path 干扰路径
J
Joint distribution 联合分布
L
Line impedance stabilization network 线路阻抗稳定网络
Line reactor 线路电抗器
M
Magnetic core 磁心
Magnetic saturation 磁饱和

Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors (MOSFET) 金属氧化物半导体场效应晶体管
Multilevel inverter 多电平逆变器
P
Parasitic capacitance 寄生电容
Passive compensator 无源补偿器
Peak detector 峰值检波器
Pearson's random walk 皮而森的随机游走
Permanent magnet synchronous machine 永磁同步电动机
Phase disposition 同相层叠
Phase opposite disposition 反相层叠
Photovoltaic panel 光伏电板
Power conditioner 功率调节器
Power electronic interface 电力电子接口
Power transformer station 电源变电站
Prosumer 生产消费者
Q
Quasi-peak detector 准峰值检波器
R
Random modulation 随机调制
S
Selectivity 选择性
Series active filter 串联有源滤波器
Smart building 智能楼宇
Smart city 智能城市
Smart consumer 智能消费者
Smart distribution grid 智能配电网
Smart grid 智能电网
Smart integration 智能接入
Smart metering 智能计量
Smart processing 智能处理
Spectrogram 光谱图
Superconducting magnetic energy storage 超导磁蓄能
Superheterodyne selective microvolmeter 超外差式的选择性微伏电压表
Synchronous machine 同步电动机

T

Three-level inverter 三电平逆变器

Transmission errors 传输错误

Two-level inverter 两电平逆变器

U

Uninterruptible power supply 不间断电源

V

Vector diagram 矢量图

Vehicle to grid 车辆到电网

Vehicle to home 车辆到家庭

W

Wind generation 风力发电

Wind generator 风力发电机

缩　略　语

ADR Active Demand Response　积极需求响应

APOD Alternative Phase Opposite Disposition　相邻反相层叠

V2G Vehicle to Grid　车辆到电网

BMS Building Management Systems　楼宇管理系统

BW BandWidth　带宽

CAES Compressed Air Energy Storage　压缩空气蓄能

CM Common Mode　共模

CSI Current Source Inverter　电流源逆变器

DES Distributed Energy Storage　分布式储能

D-FACTS Distributed Flexible Alternating Current Transmission Systems　分布式柔性交流输电系统

DFIM Double Feed Induction Machines　双馈感应电动机

DG Distributed Generation　分布式发电

D-HVDC Distributed High-Voltage，Direct Current　分布式高压直流

DM Differential Mode　差模

DMS Distribution Management System　配电管理系统

D-PSH Distributed Pumped Storage Hydroelectricity　分布式抽水蓄能电站

DSO Distribution System Operators　配电系统运营商

D-STATCOM Distributed Static Synchronous Compensator　分布式静止同步补偿器

EDM Electric Discharge Machining　电火花加工

EE Electrical Energy　电能

EMC Electromagnetic Compatibility　电磁兼容

EMI Electromagnetic Interference　电磁干扰

EMS Energy Management Systems　能量管理系统

EUT Equipment Under Test　受试设备

FACTS Flexible Alternating Current Transmission Systems　柔性交流输电系统

HF High Frequency　高频

HVDC High-Voltage，Direct Current　高压直流

IF Intermediate Frequency　中频

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor 绝缘栅双极型晶体管

LF Low Frequency 低频

LISN Line Impedance Stabilization Network 线路阻抗稳定网络

IM Induction Machine 感应电动机

LV Low Voltage 低压

LVDS Low Voltage Distribution System 低压配电系统

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor 金属氧化物半导体场效应晶体管

MPPT Maximum Power Point Tracking 最大功率点跟踪

MV Medium Voltage 中压

PD Phase Disposition 同相层叠

PEI Power Electronic Interface 电力电子接口

PMSM Permanent Magnet Synchronous Machine 永磁同步电动机

POD Phase Opposite Disposition 正负反相层叠

PQ Power Quality 电源质量

PV Photo Voltaic 光伏

PWM Pulse Width Modulation 脉宽调制

SG Smart Grid 智能电网

SM Synchronous Machine 同步电动机

SMES Superconducting Magnetic Energy Storage 超导磁蓄能

STATCOM Static Synchronous Compensator 静止同步补偿器

SVC Static Var Compensator 静止无功补偿器

TSO Transmission System Operators 输电系统运营商

UPS Uninterruptible Power Supply 不间断电源

VSI Voltage Source Inverter 电压源逆变器

V2H Vehicle to Home 车辆到家庭

关于作者

罗伯特·斯莫林斯基(Robert Smolenski)博士，波兰Zielona Gora大学电气工程学院副院长

电话服务
社服务中心: 010-88361066
销售一部: 010-68326294
销售二部: 010-88379649
读者购书热线: 010-88379203
网络服务
教材网: http://www.cmpedu.com
机工官网：http://www.cmpbook.com
机工官博：http://weibo.com/cmp1952
封面无防伪标均为盗版

为中华崛起传播智慧
地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037

策划编辑◎朱 林

国际视野　科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果　搭建电气工程技术平台

《智能电网中的传导电磁干扰》
《混合动力电动汽车原理及应用前景》
《风能转换技术进展》
《储氢材料：储存性能表征》
《风力机技术》
《ESD设计与综合》
《太阳电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》
《风力发电系统 —— 技术与趋势》
《可持续电力系统的建模与控制：面向更为智能和绿色的电网》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》
《传热学：电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》（原书第3版）
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理：建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》（原书第2版）
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建模与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《用于制造固体氧化物燃料电池的钙钛矿型氧化物》
《太阳能物理》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网：联网与系统运行》
《可再生能源的转换、传输和储存》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
《光伏技术与工程手册》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《电磁屏蔽原理与应用》
《高效可再生分布式发电系统》
《电网保护》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》（原书第2版）
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》

ISBN 978-7-111-44326-1

9 787111 443261

上架指导　工业技术/智能电网

ISBN 978-7-111-44326-1

定价：49.00元